

(12) 特許協力条約に基づいて公開された国際出願

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局

(43) 国際公開日
2024年7月25日(25.07.2024)



(10) 国際公開番号
WO 2024/154308 A1

- (51) 国際特許分類:
H02M 7/49 (2007.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2023/001587
- (22) 国際出願日: 2023年1月19日(19.01.2023)
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (71) 出願人: 日立三菱水力株式会社 (**HITACHI MITSUBISHI HYDRO CORPORATION**) [JP/JP]; 〒1080014 東京都港区芝五丁目2番14号 Tokyo (JP). 株式会社日立製作所 (**HITACHI, LTD.**) [JP/JP]; 〒1008280 東京都千代田区丸の内一丁目6番6号 Tokyo (JP).
- (72) 発明者: 阪東 明 (**BANDO, Akira**); 〒1080014 東京都港区芝五丁目2番14号 日立三菱水力株式会社内 Tokyo (JP). 渡邊 健太 (**WATANABE, Kenta**); 〒1008280 東京都千代田区丸の内一丁目6番6号 株式会社日立製作所内 Tokyo (JP). 菊井 隆彦 (**KIKUI, Takahiko**); 〒1008280 東京都

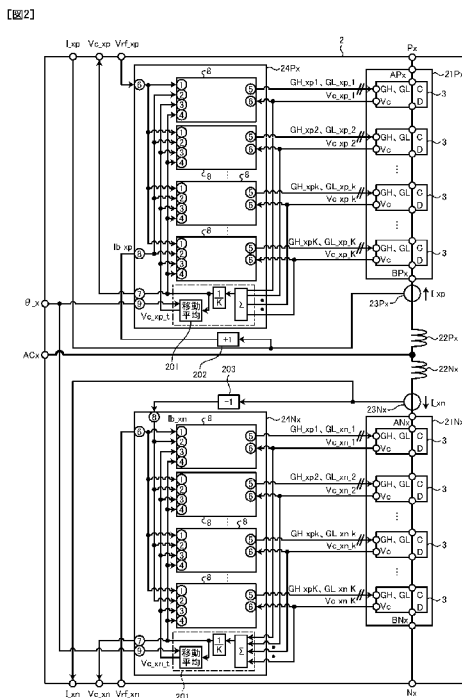
千代田区丸の内一丁目6番6号 株式会社日立製作所内 Tokyo (JP). 清藤 康弘 (**KIYOFUJI, Yasuhiro**); 〒1008280 東京都千代田区丸の内一丁目6番6号 株式会社日立製作所内 Tokyo (JP). 石川 雅一 (**ISHIKAWA, Masakazu**); 〒1008280 東京都千代田区丸の内一丁目6番6号 株式会社日立製作所内 Tokyo (JP).

(74) 代理人: 弁理士法人酒井国際特許事務所 (**SAKAI INTERNATIONAL PATENT OFFICE**); 〒1000013 東京都千代田区霞が関3丁目8番1号 虎ノ門ダイビルイースト Tokyo (JP).

(81) 指定国(表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CV, CZ, DE, DJ, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IQ, IR, IS, IT, JM, JO, JP, KE, KG, KH, KN, KP, KR, KW, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LU, LY, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL,

(54) Title: MODULAR MULTI-LEVEL ELECTRIC POWER CONVERTER

(54) 発明の名称: モジュラー・マルチレベル電力変換器



201 Moving average

(57) Abstract: In order to prevent damage to a semiconductor for electric power in a modular multi-layer electric power converter, a unit converter is switched to a diode side at a time when the electric current of the unit converter exceeds a threshold value, and switching is stopped until the electric current returns to the threshold value or less. Provided is a modular multi-level electric power converter that, in order to suppress an increase in voltage of a unit converter due to stopping of the switching, compares a capacitor average voltage value and a set value and adjusts a command value of an effective electric power component of an AC electric current, and controls a capacitor imbalance on the positive side and the negative side using a circulating electric current. An imbalance control output of capacitors between three phases performs feed-forward control by biasing a voltage command of the electric current control output. The modular multi-level electric power converter is suitable for resuming operation during a system accident ripple effect.



WO 2024/154308 A1

PT, QA, RO, RS, RU, RW, SA, SC, SD, SE, SG, SK,
SL, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA,
UG, US, UZ, VC, VN, WS, ZA, ZM, ZW.

(84) 指定国(表示のない限り、全ての種類の広域保護が可能): ARIPO (BW, CV, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SC, SD, SL, ST, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, ME, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

添付公開書類 :

一 国際調査報告 (条約第21条(3))

(57) 要約 : モジュラー・マルチレベル電力変換器における電力用半導体の破損を防止するため、単位変換器の電流が閾値を超える時点でダイオード側にスイッチングし、閾値以下に戻るまでスイッチングを停止する。スイッチング停止によって上昇する単位変換器の電圧上昇を抑制するために、コンデンサ平均電圧値と設定値を付き合わせて交流電流の有効電力成分の指令値を調整し、正側と負側のコンデンサ不平衡を循環電流で制御し、3相間のコンデンサ不平衡制御出力は、電流制御出力の電圧指令に付勢してフィードフォワード制御し、系統事故波及時に運転継続するのに好適なモジュラー・マルチレベル電力変換器を提供する。

明 細 書

発明の名称：モジュラー・マルチレベル電力変換器

技術分野

[0001] 本発明は、モジュラー・マルチレベル電力変換器（以下、本発明では「MMC変換器」と称する。）に関する。特に2台のMMC変換器の直流側を背後接続して周波数変換装置を構成するのに好適なモジュラー・マルチレベル電力変換器に関する。

背景技術

[0002] MMC変換器の回路は、コンデンサなどの電圧源特性のエネルギー蓄積素子を電圧源とするPWM変換器の変調率を制御することによって所要の電圧を発生させる単位変換器からなる。単位変換器のコンデンサ電圧は、交流周波数で決まる周期の充放電によって変動する。この単位変換器をK個直列接続した2端子アームを6台設け、このうち3台を正側アームとし、その負側端子を交流電源の各相端子に接続し、星形結線した正側端子を直流電源の正側端子に接続する。残り3台を負側アームとし、その正側端子を交流電源の各相端子に接続し、星形結線した負側端子を直流電源の負側端子に接続する。

[0003] MMC変換器の特徴は、単位変換器に設けた $6 \times K$ 個のコンデンサ電圧を所定の範囲に保つコンデンサ電圧制御が必要となる点である。

[0004] コンデンサ電圧制御に必要な機能は、単位変換器毎に設けたK個のPWM変換器の変調率を同一アーム内で相互調整することによってK個のコンデンサ電圧を平衡に保つ機能（以下、本発明では「アーム内平衡制御」と称する。）、各相正側アームと負側アームを構成する $2 \times K$ 個のコンデンサ平均電圧を各相間で平衡に保つ機能（以下、本発明では「レグ間平衡制御」と称する。）、正側アームのK個のコンデンサ平均電圧と負側アームのK個のコンデンサ平均電圧の差電圧を平衡に保つ機能（以下、本発明では「正負間平衡制御」と称する。）の3機能に分けることができる。

- [0005] 特許文献1には、MMC変換器の負側アームから正側アームへの貫通電流を抑制するために、リアクトルなどの誘導素子を正側アームの第1端子と交流端子間、負側アームの第2端子と交流端子間に設ける基本回路構成が開示されている。
- [0006] 特許文献2には、MMC変換器の負側アームから正側アームへの貫通電流を抑制するために各相正側アームの巻線と負側アームの巻線を第1から第3の鉄芯脚で磁氣的に結合し、各相の貫通電流を第4脚と第5脚の鉄芯脚で磁氣的に結合して小型化する3相5脚リアクトルを設ける基本回路構成が開示されている。
- [0007] 特許文献3には、MMC変換器の単位変換器毎に設けたPWM変調器と変換器電流制御からなる制御系の基本的な階層構成が開示されている。また、第2調波の循環電流指令を基本波の電流指令に加算する方法が開示されている。
- [0008] 特許文献4には、直流側を背後接続した2台のMMC変換器のうちの1台の交流側を交流回転電気機械に接続して可変速発電電動装置を実現する方法が開示されている。また、原理的に直流電流出力できないという欠点を有するMMC変換器で同期機を始動するためにダンパ始動する方法が開示されている。
- [0009] 特許文献5には、直流側を背後接続した2台のMMC変換器における上位制御装置の構成と機能ブロック線図が開示されている。
- [0010] 特許文献6と特許文献7には、MMC変換器を構成する単位変換器のコンデンサ電圧のレグ間平衡と正負間平衡を維持するのに好適な制御構成が具体的かつ体系的に開示されている。
- [0011] 特許文献8には、直流側を背後接続した2台のMMC変換器で同期発電電動機の可変速装置を実現する場合、MMC変換器を介した可変速運転を低負荷時に限定し、定格負荷付近では交流系統に直結した一定速度運転を選択して運転中に切り替え可能とし、システム効率とMMC変換器定格容量削減によるコスト削減を両立させる方法が開示されている。

先行技術文献

特許文献

- [0012] 特許文献1：特許第5189105号公報
特許文献2：国際公開第2022/044091号
特許文献3：特許第5197623号公報
特許文献4：特許第6243083号公報
特許文献5：国際公開第2022/059211号
特許文献6：特許第6618823号公報
特許文献7：PCT/JP2023/000883号
特許文献8：特許第6995991号公報

発明の概要

発明が解決しようとする課題

- [0013] MMC変換器は、自己消弧型電力用半導体素子を用いた電圧型電力変換器に区分される。電圧型電力変換器の場合、回転電気機械や変圧器などの電力機器はもとより、他励式電力変換器に比べて過電流の耐量を経済的に確保するのが困難とされる。
- [0014] 一般に、他励式電力変換器を構成するサイリスタやダイオードなど自己消弧機能を持たない電力用半導体の耐量が実用領域ではジャンクション温度で制限されるのに対し、電圧型電力変換器を構成する自己消弧型電力用半導体素子と逆並列高速ダイオードの場合、スイッチング時の電圧電流軌跡を電力用半導体で決まる安全領域内に収める必要がある。
- [0015] 前述の安全領域内に収めるためには、系統側地絡故障などの外乱波及時の過電流を抑制する電流制御機能が望ましい。少なくとも、自己消弧型電力用半導体素子と逆並列高速ダイオードのターンオフ開始時の電流値を制限することが重要となる。
- [0016] 上記の電流制御は、現実には前述のコンデンサ電圧制御機能と6個のアーム電圧調整機能を共有しながら実現するため、電流制御とコンデンサ電圧制

御間の協調が必要となる。

[0017] MMC変換器には、従来からの3レベル変換器などに比べて損失を低減する特長がある一方で、装置が大型化する欠点があった。特に、地下に設置する場合も多い揚水発電所や洋上風力発電所など、設置面積や容積制限の厳しい用途に適用する際の課題となる。

[0018] MMC変換器が大型化する原因は、単位変換器のエネルギー蓄積素子として使用するコンデンサである。従来のMMC変換器の場合、コンデンサがアーム容積の過半を占める場合が多い。コンデンサの蓄積エネルギーを減らすことによってコンデンサを小型化できるが、交流周波数で決まる周期の充放電によるコンデンサ電圧脈動率 r の増加が隘路となる。

[0019] 従来の電力変換器と出力容量あたりのコンデンサ容量を比較するため、無次元のコンデンサ容量係数 K_c を定義する。このコンデンサ容量係数 K_c は、全てのコンデンサが定格電圧で充電された時のエネルギーをMMC変換器の定格容量 P_0 で割った時定数 [秒] を交流周波数 F_0 の1周期で単位化した値である。

[0020] 従来の3レベル変換器と比較する場合、3レベル変換器は直流側を背後接続した2台の電力変換器が直流コンデンサを共有するため、直流コンデンサ容量を半分にした上で比較する必要がある。

[0021] ここで、単位変換器のコンデンサ容量を C 、コンデンサの定格電圧を V_0 とすると、コンデンサ容量係数 K_c は式(1)となる。ここでアーム内の単位変換器直列接続数を K とする。

[0022] [数1]

$$K_c = \frac{6 \times K \times \left(\frac{1}{2} C \times V_0^2 \right)}{P_0} \times F_0 \quad \dots (1)$$

[0023] 従来の3レベル変換器の場合、事業用発電設備に適用するために系統事故時の運転継続性能を確保するためにコンデンサ容量を増やしても尚、コンデンサ容量係数 K_c は1以下に抑えることができる。

[0024] MMC変換器の場合、コンデンサ容量係数 K_c を3以下にすると電圧脈動

率 r が 0.1 を超えて急速に上昇する一方、コンデンサ容量係数 K_c を 3 以上にしても、電圧脈動率 r の低減効果が急速に薄れることが分かった。

[0025] ここで、電圧脈動率 r とコンデンサ電圧の最大値 V_{c_max} 、最小値 V_{c_min} の関係を式 (2) とする。

[0026] [数2]

$$r = \frac{V_{c_max} - V_{c_min}}{V_{c_max} + V_{c_min}} \quad \dots (2)$$

[0027] MMC 変換器と従来からの 3 レベル変換器の寸法・容積を比較する際、MMC 変換器で不要となる高調波フィルタなどの付帯設備を含めて比較しても、MMC 変換器の寸法・容積を従来からの 3 レベル変換器に近づけるためには、MMC 変換器のコンデンサ電圧脈動率 r は 10% 以上を許容する必要がある。あるいは、前述のコンデンサ容量係数 K_c を 3 より小さく設定する必要がある。

[0028] 特に直流側を背後接続した 2 台の MMC 変換器のうちの 1 台を交流回転電気機械に接続して揚水発電電動機や風力発電機に適用する場合、これらの設備は電力系統の後続端に位置する場合も多い。従来から基幹電力系統を構成するループ送電網に直接接続されることを暗黙の前提にした MMC 変換器を上記の設備に流用することは、必ずしも適切とは言えない。

[0029] 電力系統の後続端接続の場合、交流系統側の地絡事故波及などによる外乱は大きい。特に 1 回線送電時の 1 相地絡事故後の事故相除去から再閉路までの期間は欠相状態 (2 相運転) で運転継続する必要がある。また 2 回線送電時の至近端対称事故 (3 相地絡) 時の運転継続機能も、従来の同期機を用いた事業用発電設備では、電力系統へのアクセスの大前提とされてきた。

[0030] MMC 変換器の場合、しかもコンデンサ容量を抑制して小型軽量化を図る場合、系統事故波及時にコンデンサ電圧の平衡が崩れやすく、これによって過電流ピーク値が更に増大する傾向にある。従来の MMC 変換器の場合、至近端事故で発生する過電流とコンデンサ電圧変動が原因で、結果として運転継続できない仕様である場合が多い。

- [0031] 本発明は、「コンデンサ容量係数 K_c を3以下」、あるいは「コンデンサ電圧脈動率 r を0.1以上」に調整してMMC変換器の小型軽量化を実現しながら系統事故波及時などの運転継続などの課題を解決するのに好適である。
- [0032] 本発明の目的は、上記の課題を解決し、MMC変換器の長所である低損失と、欠点である装置の小型化と系統事故波及時の運転継続性能向上とを両立することにある。

課題を解決するための手段

- [0033] 上述の課題を解決し、目的を達成するために、単位変換器の電流が閾値を超えた時に逆並列ダイオード側に電流が流れるように自己消弧素子へのゲート指令を固定し、閾値を下回ったらPWM制御に復帰させる。ゲート指令期間中に上昇する単位変換器のコンデンサ上昇は、交流電流の有効電力制御で抑制し、系統事故波及時に運転継続するのに好適なMMC変換器を提供する。
- [0034] 以下、これらの機能を実現するための手段について説明する。
- [0035] 図30に単位変換器の電力回路と制御装置を示す。この単位変換器を K 個直列接続して2端子アームとし、3台のアームの正側端子を星形接続して直流電源の正側端子に接続、別の3台のアームの負側端子を星形接続して直流電源の負側端子に接続、各アームの残る端子を各相交流端子に接続してモジュラー・マルチレベル電力変換器を構成する。
- [0036] 単位変換器の電力回路はハーフブリッジ電力変換器と呼ばれ、コンデンサ3201の正極側に上側自己消弧素子IGTHと逆並列ダイオードFWDHを接続、負極側に下側自己消弧素子IGTLと逆並列ダイオードFWDLを接続、上下の自己消弧素子間から正側端子(C)をひきだし、コンデンサ3201の負極から負側端子(D)を引き出す。
- [0037] 単位変換器の制御装置はPWM変調器3202と変調指令演算回路3203に分かれる。
- [0038] 図31は、MMC変換器内部、MMC変換器に接続された交流電源および

直流電源の3者共に定常状態の波形を示す。

- [0039] 図31の上から3段はPWM変調器3202の動作を示す波形図である。変調指令演算回路3203からの変調率指令(α_{rf})と搬送波の大小を比較し、前者の方が大きい時は上側自己消弧素子IGTHへのゲート(GH)を付勢し、前者の方が逆に小さい時は下側自己消弧素子IGTLへのゲート(GL)を付勢する。上下の自己消弧素子が同時に通電によるコンデンサ短絡事故を招くため、ゲート(GH)とゲート(GL)の同時付勢を防止する必要がある。
- [0040] 図31で、時刻 t_3 までの期間中、単位変換器電流(I_b)は負側端子(D)から正側端子(C)に流れる。この期間中のゲート(GH)付勢時(時刻 t_0 から t_1 まで、 t_2 から t_3 まで)は上側自己消弧素子IGTHが通流し、変換器出力電圧(V_b)はコンデンサ電圧(V_c)となる。単位変換器電流(I_b)はコンデンサ3201の放電電流($I_c < 0$)となるためコンデンサ電圧(V_c)は低下する。この期間中でゲート(GL)付勢時(時刻 t_0 まで、 t_1 から t_2 まで)は下側ダイオードFWDLが通流し、変換器出力電圧(V_b)はダイオードのオン電圧で負方向となるが回路動作上はゼロと見なせる。コンデンサ3201は開放されるため($I_c = 0$)、コンデンサ電圧(V_c)は一定となる。
- [0041] 図31で、時刻 t_3 以降の期間中、単位変換器電流(I_b)は正側端子(C)から負側端子(D)に流れる。この期間中のゲート(GL)付勢時(時刻 t_4 から t_5 まで、 t_6 以降)は下側自己消弧素子IGTLが通流し、変換器出力電圧(V_b)は自己消弧素子のオン電圧で正方向となるが回路動作上はゼロと見なせる。コンデンサ3201は開放されるため($I_c = 0$)、コンデンサ電圧(V_c)は一定となる。この期間中でゲート(GH)付勢時(時刻 t_3 から t_4 まで、 t_5 から t_6 まで)は上側ダイオードFWDHが通流し、変換器出力電圧(V_b)はコンデンサ電圧(V_c)となる。単位変換器電流(I_b)はコンデンサの充電電流($I_c > 0$)となるためコンデンサ電圧(V_c)は上昇する。
- [0042] 変調指令演算回路3203はPWM変調器3202に変調指令(α_{rf})を

出力する。変調指令 (α_{rf}) はゲート (GH) 付勢期間の時間比率である。変換器出力電圧 (V_b)、コンデンサ電圧 (V_c)、変調指令 (α_{rf}) の関係は ($V_b = \alpha_{rf} \times V_c$) で近似できる。変調指令 (α_{rf}) を大きくすると変換器出力電圧 (V_b) を高くすることができる。

[0043] 一方、変調指令 (α_{rf}) を大きくすると単位変換器電流 (I_b) が正の時はコンデンサ 3201 の放電期間が長くなるのでコンデンサ電圧 (V_c) は下がり、負の時はコンデンサ 3201 の充電期間が長くなるのでコンデンサ電圧 (V_c) は上がる。

[0044] 以上の電力回路の特性より、変調指令演算回路 3203 に求められる機能は2つある。第1は、直列接続したK個の単位変換器からなるアームの電圧指令 (V_{rf}) をK等分した電圧指令 (V_{crf}) に変換器出力電圧 (V_b) を追従させる機能。第2は、アーム内K個のコンデンサ電圧平衡を保つため、コンデンサ電圧計測値 (V_{c_fB}) と同一アーム内のK個のコンデンサ平均電圧 (V_{c_arm}) の偏差 (V_{cd}) をゼロにする機能である。

[0045] 偏差 (V_{cd}) をゼロにするため、電流符号検出器 3204 で単位変換器電流 (I_b) の符号を確認し、($I_b > 0$) の時は利得 3205 のGainを正とし、偏差 (V_{cd}) が正の時は変調指令補正 (V_{crf_add}) を正として変調指令 (α_{rf}) を高くして変換器出力電圧 (V_b) を下げる。($I_b < 0$) の時は利得 3205 のGainを負とし、偏差 (V_{cd}) が正の時は変調指令補正 (V_{crf_add}) を負として変調指令 (α_{rf}) を下げて変換器出力電圧 (V_b) を下げる。

[0046] 以下、図32を用い、例えば交流電源側の系統事故の波及で単位変換器電流 (I_b) の過渡電流が自己消弧素子 (IGTH、IGTL) と逆並列ダイオード (FWDH、FWDL) の許容するスイッチング電流値を超えても機器を損傷させずに運転継続するための手段を説明する。

[0047] 単位変換器電流 (I_b) が正で設定値 ($+I_{b_s}$ 、 $+I_{b_e}$) を超えた期間 (時刻 t_{0_s} から t_{0_e}) には変調指令 (α_{rf}) によらずにゲート (GL) を付勢し、単位変換器電流 (I_b) が負で絶対値が設定値 ($-I_{b_s}$ 、 $-I_{b_e}$) を超えた期間 (時刻 t_{4_s} から t_{4_e}) には変調指令 (α_{rf}) によらずにゲート (GH) を付勢する

。この結果、設定を超えた電流値でのスイッチングを回避することができる。また、設定を超えた電流はダイオードに集中する。一般にIGBTやIGCTなどの自己消弧素子に比べてダイオードはジャンクション温度許容値が高い。このため、機器損傷リスクを下げ、運転継続できる。

[0048] 一方、上記の期間（時刻 t_{0_s} から t_{0_e} ）ではコンデンサ3201が放電モードから開放モードに変わり、期間（時刻 t_{4_s} から t_{4_e} ）ではコンデンサ3201が開放モードから充電モードに変わる。この結果、図32のコンデンサ電圧波形 V_{c0} と V_c が示すように、コンデンサ電圧は何れの期間でも上昇方向に変化する。

[0049] 理論的には、単位変換器電流（ I_b ）が設定値を超えた場合にコンデンサ3201が充電モードから開放モードに変わるように、あるいはコンデンサ3201が開放モードから放電モードに代わるように変調指令（ α_{rf} ）によらずにゲート（GH）あるいは（GL）を付勢することも考えられる。しかしながら、少なくとも経済的合理性を追求して本発明が想定するコンデンサ容量（ K_c ）でMMC変換器を構成する場合、コンデンサ電圧が急速に低下して単位変換器への変調指令（ α_{rf} ）が制限値に固着して制御不能となり、運転継続できないことが分かった。

[0050] 従って、上記の手段を用いる場合、コンデンサ3201の平均電圧を最高速で最優先に制御す必要がある。このためには、交流電流制御の直流成分を全コンデンサの平均電圧と電圧設定値を突き合わせて交流電流制御の直流成分指令を演算出力し、その他の要素で付勢せずに交流電流制御装置に直接入力することが極めて有効である。

[0051] 以上の構成が課題の解決に好適であることが分かった。

[0052] 以上の構成で、単位変換器電流が閾値を超えた時点でダイオード側にスイッチングし、閾値を下回るまでスイッチングを停止することで、系統事故波及時の自己消弧素子とダイオードの破損を防止する。これによって系統事故波及時の運転継続を実現する効果がある。

発明の効果

[0053] 本発明にかかるMMC変換器は、装置の小型化と系統事故波及時の運転継続性能確保を両立することができる。

図面の簡単な説明

- [0054] [図1]図1は、本発明にかかるMMC変換器の構成を示す図である。
- [図2]図2は、本発明にかかるレグ回路の実施例1の構成を示す図である。
- [図3]図3は、本発明にかかる単位変換器の構成を示す図である。
- [図4]図4は、本発明にかかる電力変換器制御装置の実施例1の構成を示す図である。
- [図5]図5は、本発明にかかる直流電流制御装置の実施例1の構成を示す図である。
- [図6]図6は、本発明にかかる交流電流制御装置の構成を示す図である。
- [図7]図7は、本発明にかかる循環電流制御装置の実施例1の構成を示す図である。
- [図8]図8は、本発明にかかる単位変換器制御装置の実施例1の構成を示す図である。
- [図9]図9は、本発明にかかる電力変換器制御装置の実施例2の構成を示す図である。
- [図10]図10は、本発明にかかる直流電流制御装置の実施例2の構成を示す図である。
- [図11]図11は、本発明にかかる正負間平衡制御装置の実施例2の構成を示す図である。
- [図12]図12は、本発明にかかる循環電流制御装置の実施例2の構成を示す図である。
- [図13]図13は、本発明のMMC変換器の運転中に2回線送電系統で3線地絡事故条件と波形計測点の説明図である。
- [図14]図14は、図13に示す地絡故障時の事故発生時刻 t_1 と遮断器動作時刻 t_2 、各部の開閉条件を示す図である。
- [図15]図15は、本発明のMMC変換器の実施例2で本発明のスイッチング

時の電流抑制機能を除外した状態で図13と図14の系統事故発生時の交流電圧・電流波形およびMMC変換器を構成する6個の電力アーム回路の単位変換器のコンデンサ平均電圧を示す図である。

[図16]図16は、本発明のMMC変換器の実施例2で本発明のスイッチング時の電流抑制機能を除外した状態で図13と図14の系統事故発生時のMMC変換器を構成する6個の電力アーム回路の単位変換器のコンデンサ最大値と最小値を示す図である。

[図17]図17は、本発明のMMC変換器の実施例2で本発明のスイッチング時の電流抑制機能を動作させた状態で図13と図14の系統事故発生時の交流電圧・電流波形およびMMC変換器を構成する6個の電力アーム回路の単位変換器のコンデンサ平均電圧を示す図である。

[図18]図18は、本発明のMMC変換器の実施例2で本発明のスイッチング時の電流抑制機能を動作させた状態で図13と図14の系統事故発生時のMMC変換器を構成する6個の電力アーム回路の単位変換器のコンデンサ最大値と最小値を示す図である。

[図19]図19は、本発明のMMC変換器の実施例2で、MMC変換器を構成する6個の電力アーム回路毎に、各アームを構成する $2 \times K$ 個の自己消弧素子電流の最大値を縦軸に、本発明のスイッチング電流設定値を横軸に示した図である。

[図20]図20は、本発明のMMC変換器の実施例2で、MMC変換器を構成する66個の電力アーム回路毎に、各アームを構成する $2 \times K$ 個の逆並列ダイオード電流の最大値を縦軸に、本発明のスイッチング電流設定値を横軸に示した図である。

[図21]図21は、本発明のMMC変換器の実施例2で、MMC変換器を構成する6個の電力アーム回路毎に、各アームを構成する K 個のコンデンサ電圧の最大値を縦軸に、本発明のスイッチング電流設定値を横軸に示した図である。

[図22]図22は、本発明のMMC変換器の実施例2で、MMC変換器を構成

する6個の電力アーム回路毎に、各アームを構成するK個のコンデンサ電圧間の瞬時電圧不平衡値（最大値-最小値）の最大値を縦軸に、本発明のスイッチング電流設定値を横軸に示した図である。

[図23]図23は、本発明にかかる電力変換器制御装置の実施例3の構成を示す図である。

[図24]図24は、本発明にかかる正負間平衡制御装置の実施例3の構成を示す図である。

[図25]図25は、本発明にかかる循環電流制御装置の実施例3の構成を示す図である。

[図26]図26は、本発明のMMC変換器の実施例3で本発明のスイッチング時の電流抑制機能を動作させた状態で図13と図14の系統事故発生時の交流電圧・電流波形およびMMC変換器を構成する6個の電力アーム回路の単位変換器のコンデンサ平均電圧を示す図である。

[図27]図27は、本発明のMMC変換器の実施例3で本発明のスイッチング時の電流抑制機能を動作させた状態で図13と図14の系統事故発生時のMMC変換器を構成する6個の電力アーム回路の単位変換器のコンデンサ最大値と最小値を示す図である。

[図28]図28は、本発明にかかるレグ回路の実施例4の構成を示す図である。

[図29A]図29Aは、本発明にかかる誘導素子の実施例4の構成を示す第1の図である。

[図29B]図29Bは、本発明にかかる誘導素子の実施例4の構成を示す第2の図である。

[図30]図30は、本発明のMMC変換器の手段を説明する単位変換器の構成を示す図である。

[図31]図31は、本発明のMMC変換器の手段を説明するため、従来の単位変換器の動作波形を示す図である。

[図32]図32は、本発明のMMC変換器の手段を説明するため、本発明の単

位変換器の動作波形を示す図である。

発明を実施するための形態

[0055] 以下に、本発明にかかるMMC変換器の実施例を図面に基づいて詳細に説明する。なお、この実施例によりこの発明が限定されるものではない。

実施例 1

[0056] 図1は、本発明にかかるMMC変換器の実施例1の構成を示す図である。

[0057] 1はMMC変換器で、直流電源101の正側端子(P)と負側端子(N)と3相交流電源102の3端子(u、v、w)間に接続される。MMC変換器1は3台のレグ回路2u、2v、2wを備える。

[0058] 3台のレグ回路2u、2v、2wの正側端子(Pu、Pv、Pw)を星形接続して直流電源101の正側端子(P)に接続し、負側端子(Nu、Nv、Nw)を星形接続して直流電源101の負側端子(N)に接続し、中間端子(ACu、ACv、ACw)を交流電源102の3端子(u、v、w)に接続する。103は交流センサで、交流電源102の電圧(Vac)と無効電力(Qac)と基準位相(θ)とを出力する。

[0059] 図2は、本発明にかかるレグ回路2(2u、2v、2w)の実施例1の構成を示す図である。

[0060] 以下、簡単のために、xは交流電源102の3相(u、v、w)を代表して表記する。

[0061] レグ回路2は2端子の正側アーム電力回路21Pxと、2端子の負側アーム電力回路21Nx、リアクトルなどの正側誘導素子22Pxと、負側誘導素子22Nxと、2台の変流器(23Px、23Nx)とを備える。

[0062] 正側アーム電力回路21Pxの正側端子(APx)をレグ回路2の正側端子(Px)に接続し、その負側端子(BPx)を正側誘導素子22Pxの第1端子に接続し、その第2端子をレグ回路2の中間端子(ACx)と負側誘導素子22Nxの第1端子に並列接続する。

[0063] 負側誘導素子22Nxの第2端子を負側アーム電力回路21Nxの正側端子(ANx)に接続し、その負側端子(BNx)をレグ回路2の負側端子(

N x) に接続する。

- [0064] 正側変流器 2 3 P x は正側アーム電力回路 2 1 P x の負側端子 (B P x) から正側端子 (A P x) へ方向を正符号とするアーム電流 (I_{up} 、 I_{vp} 、 I_{wp}) を検出して正側アーム制御装置 2 4 P x と電力変換器制御装置 4 に分配出力する。
- [0065] 負側変流器 2 3 N x は負側アーム電力回路 2 1 N x の正側端子 (A N x) から負側端子 (B N x) へ方向を正符号とするアーム電流 (I_{un} 、 I_{vn} 、 I_{wn}) を検出して負側アーム制御装置 2 4 N x と電力変換器制御装置 4 に分配出力する。
- [0066] 正側アーム電力回路 2 1 P x と負側アーム電力回路 2 1 N x は、各々の正側端子 (A P x、A N x) と負側端子 (B P x、B N x) 間に各 K 個 (K は 2 以上の自然数) の 2 端子の単位変換器 3 を直列接続する。
- [0067] 2 4 はアーム制御装置で、正側アーム制御装置 2 4 P x は正側アーム電力回路 2 1 P x と接続し、負側アーム制御装置 2 4 N x は負側アーム電力回路 2 1 N x と接続する。
- [0068] アーム制御装置 2 4 は K 個の単位変換器制御装置 8 と、K 個の入力信号の平均値を出力する平均値演算器 2 0 1 とからなる。
- [0069] 以下、簡単のために、y は直流電源 1 0 1 の 2 極の添え字 (P、N) を代表して表記する。k は K 個の単位変換器の添え字 (1、2、 \dots 、K) を代表して表記する。
- [0070] 正側アーム制御装置 2 4 P x は、電力変換器制御装置 4 からのアーム電圧指令 (V_{rf_xp}) を入力し、基準位相 (θ_x) を分岐入力する。また、正側変流器 2 3 P x からのアーム電流 (I_{xp}) を、利得 2 0 2 を介して単位変換器電流 ($I_{b_xp}=I_{xp}$) として入力する。
- [0071] 負側アーム制御装置 2 4 N x は、電力変換器制御装置 4 からのアーム電圧指令 (V_{rf_xn}) を入力し、基準位相 (θ_x) を分岐入力する。また、負側変流器 2 3 N x からのアーム電流 (I_{xn}) を、利得 2 0 3 を介して符号反転した単位変換器電流 ($I_{b_xn}=-I_{xn}$) として入力する。

- [0072] アーム制御装置 24 は、単位変換器電流 (I_b) と、平均値演算器 201 からのアームコンデンサ平均電圧 (V_{c_xy}) とを K 個の単位変換器 3 毎に設けた単位変換器制御装置 8 に分配出力する。また、基準位相 (θ_x) を入力して交流系統周期で移動平均したアームコンデンサ平均電圧 ($V_{c_xy_t}$) を単位変換器制御装置 8 に分配出力する。
- [0073] 図 3 は、本発明にかかる単位変換器 3 の構成を示す図である。
- [0074] 単位変換器 3 はハーフブリッジ電力回路構成の単位変換器電力回路と単位変換器補助回路とを備える。
- [0075] 単位変換器電力回路は、上側自己消弧素子 31H の正極 (IGBT のコレクタあるいは IGBT のアノード) をコンデンサ 32 の正極に接続し、上側自己消弧素子 31H の負極 (IGBT のエミッタあるいは IGBT のカソード) を単位変換器 3 の正側端子 (C) と下側自己消弧素子 31L の正極とに分岐接続する。下側自己消弧素子 31L の負極をコンデンサ 32 の負極と単位変換器 3 の負側端子 (D) とに分岐接続する。上側自己消弧素子 31H に上側ダイオード 33H を逆並列接続する。下側自己消弧素子 31L に下側ダイオード 33L を逆並列接続してハーフブリッジ電力回路を構成する。
- [0076] 単位変換器補助回路はゲート駆動装置 36 と、コンデンサ電圧検出器 34 と、電圧信号変換器 35 とを備える。
- [0077] ゲート駆動装置 36 は、正側アーム制御装置 24Px と負側アーム制御装置 24Nx からのゲート制御信号 (GH、GL) を入力してレベル変換し、ゲートパルスを上側自己消弧素子 31H のゲート回路と下側自己消弧素子 31L のゲート回路とに付勢出力する。
- [0078] ゲート制御信号 (GH、GL) は PWM 変調により単位変換器 3 の端子電圧 (V_b) を所要の値に調整するためにオン・オフ期間を調整する。
- [0079] コンデンサ電圧検出器 34 は、コンデンサ 32 の電圧を電圧信号変換器 35 へ出力し、これを電圧信号変換器 35 が信号レベルに変換して電圧信号 V_c を生成する。単位変換器 3 は、電圧信号変換器 35 が生成したコンデンサ電圧信号 V_c を、正側アーム制御装置 24Px と負側アーム制御装置 24Nx と

にコンデンサ電圧信号 ($V_{c_xy_k}$) として出力する。

[0080] 図4は、本発明にかかる電力変換器制御装置4の実施例1の構成を示す図である。図4は、特許文献6に開示された構成を元に行っている。

[0081] 401はアーム電流演算器で、変流器23からのアーム電流 (I_{up} 、 I_{vp} 、 I_{wp} 、 I_{un} 、 I_{vn} 、 I_{wn}) を入力し、交流電源102からMMC変換器1の中間端子 (AC_u 、 AC_v 、 AC_w) に入る交流電流 (I_u 、 I_v 、 I_w) と、レグ回路 (2u、2v、2w) の負側端子 (N_x) から正側端子 (P_x) に入る貫通電流 (I_{cu} 、 I_{cv} 、 I_{cw}) を演算出力する。また、MMC変換器1の正側端子 (P) からの直流電流 (I_{dc}) を演算出力する。

[0082] 交流電流 (I_u 、 I_v 、 I_w) は式 (3) で演算する。

[0083] [数3]

$$\begin{aligned} I_u &= I_{up} + I_{un} \\ I_v &= I_{vp} + I_{vn} \\ I_w &= I_{wp} + I_{wn} \end{aligned} \quad \dots (3)$$

[0084] 貫通電流 (I_{cu} 、 I_{cv} 、 I_{cw}) は式 (4) で演算する。

[0085] [数4]

$$\begin{aligned} I_{cu} &= \frac{1}{2}(I_{up} - I_{un}) \\ I_{cv} &= \frac{1}{2}(I_{vp} - I_{vn}) \\ I_{cw} &= \frac{1}{2}(I_{wp} - I_{wn}) \end{aligned} \quad \dots (4)$$

[0086] 直流電流 (I_{dc}) は式 (5) で演算する。

[0087] [数5]

$$I_{dc} = I_{cu} + I_{cv} + I_{cw} \quad \dots (5)$$

[0088] 402はコンデンサ電圧演算器で、アーム制御装置24からのコンデンサアーム平均電圧 (V_{c_up} 、 V_{c_vp} 、 V_{c_wp} 、 V_{c_un} 、 V_{c_vn} 、 V_{c_wn}) を入力し、レグ回路2のコンデンサレグ平均電圧 (V_{c_u} 、 V_{c_v} 、 V_{c_w})、コンデンサ正負間差電圧 (V_{c_pnu} 、 V_{c_pnv} 、 V_{c_pnw}) を出力する。また、全コンデンサ平

均電圧 (V_{c_ave}) を演算出力する。

[0089] コンデンサレグ平均電圧 (V_{c_u} 、 V_{c_v} 、 V_{c_w}) は式 (6) で演算する。

[数6]

$$\begin{aligned} V_{c_u} &= \frac{1}{2}(V_{c_up} + V_{c_un}) \\ V_{c_v} &= \frac{1}{2}(V_{c_vp} + V_{c_vn}) \quad \dots (6) \\ V_{c_w} &= \frac{1}{2}(V_{c_wp} + V_{c_wn}) \end{aligned}$$

[0090] コンデンサ正負間差電圧 (V_{c_pnu} 、 V_{c_pnv} 、 V_{c_pnw}) は式 (7) で演算する。

[0091] [数7]

$$\begin{aligned} V_{c_pnu} &= V_{c_up} - V_{c_un} \\ V_{c_pnv} &= V_{c_vp} - V_{c_vn} \quad \dots (7) \\ V_{c_pnw} &= V_{c_wp} - V_{c_wn} \end{aligned}$$

[0092] 全コンデンサ平均電圧 (V_{c_ave}) は式 (8) で演算する。

[0093] [数8]

$$V_{c_ave} = \frac{1}{3}(V_{c_u} + V_{c_v} + V_{c_w}) \quad \dots (8)$$

[0094] 6は交流電流制御装置で、アーム電流演算器401からの交流電流 (I_{u} 、 I_{v} 、 I_{w}) と、交流電源102の基準位相 θ と、2相の電流指令 (I_{rf_aq} 、 I_{rf_ad}) とを入力し、3相のアーム電圧指令交流分 (V_{rf_au} 、 V_{rf_av} 、 V_{rf_aw}) を出力する。

[0095] 403はコンデンサ電圧調整器で、コンデンサ電圧演算器402からの全コンデンサ平均電圧 (V_{c_ave}) と指令値 (V_{crf}) を突き合わせ入力して交流電流制御装置6に交流電流指令の有効電力成分 (I_{rf_aq}) を出力する。

[0096] 404は無効電力調整器で、交流センサ103からの無効電力 (Q_{ac}) と指令値 (Q_{acrf}) を突き合わせ入力して出力切替器405のq側入力に出力する。

- [0097] 406は交流電圧調整器で、交流センサ103からの電圧(V_{ac})と指令値(V_{acrf})を突き合わせ入力して出力切替器405のv側入力に出力する。
- [0098] 出力切替器405は、q側入力に接続された無効電力調整器404からの入力信号またはv側入力に接続された交流電圧調整器406からの入力信号を選択し、交流電流指令の無効電力成分(I_{rf_ad})として交流電流制御装置6に出力する。
- [0099] 7は循環電流制御装置で、アーム電流演算器401からの貫通電流(I_{cu} 、 I_{cv} 、 I_{cw})と、3相の電流指令(I_{rf_cu} 、 I_{rf_cv} 、 I_{rf_cw})とを入力し、3相のアーム電圧指令循環分(V_{rf_cu} 、 V_{rf_cv} 、 V_{rf_cw})を出力する。また、3相の電流指令(I_{rf_cu} 、 I_{rf_cv} 、 I_{rf_cw})を3相3相変換して得られる0相成分(I_{rf_c0})を出力する。3相の電流指令(I_{rf_cu} 、 I_{rf_cv} 、 I_{rf_cw})に対して実行する3相3相変換の詳細については後述する。
- [0100] 407は正負間平衡制御装置で、コンデンサ電圧演算器402からの正負間差電圧(V_{c_pnu} 、 V_{c_pnv} 、 V_{c_pnw})が0になるように比例積分演算して3相の電流指令(I_{rf_pnu} 、 I_{rf_pnv} 、 I_{rf_pnw})を出力する。
- [0101] 408はレグ間平衡制御装置で、コンデンサ電圧演算器402からのレグ平均電圧(V_{c_u} 、 V_{c_v} 、 V_{c_w})と、全コンデンサ平均電圧(V_{c_ave})を入力とするリミッタ409の出力との差分であるレグ電圧偏差(V_{c_bu} 、 V_{c_bv} 、 V_{c_bw})が0になるように比例積分演算して3相の電流指令(I_{rf_bu} 、 I_{rf_bv} 、 I_{rf_bw})を出力する。リミッタ409は、全コンデンサ平均電圧(V_{c_ave})が制限値に達した時にリミッタ検出信号(Sw_lmt)をレベル1出力する。
- [0102] 以上の正負間平衡制御装置407からの電流指令(I_{rf_pnu} 、 I_{rf_pnv} 、 I_{rf_pnw})とレグ間平衡制御装置408からの電流指令(I_{rf_bu} 、 I_{rf_bv} 、 I_{rf_bw})を付勢して循環電流制御装置7に循環電流指令(I_{rf_cu} 、 I_{rf_cv} 、 I_{rf_cw})を出力する。
- [0103] 循環電流指令(I_{rf_cu} 、 I_{rf_cv} 、 I_{rf_cw})は式(9)で演算する。
- [0104]

[数9]

$$Irf_{cu} = Irf_{pnu} + Irf_{bu}$$

$$Irf_{cv} = Irf_{pnv} + Irf_{bv} \quad \dots (9)$$

$$Irf_{cw} = Irf_{pnw} + Irf_{bw}$$

[0105] 410はアーム電圧指令演算器で、交流電流制御装置6からの3相アーム電圧指令交流分 (Vrf_{au} 、 Vrf_{av} 、 Vrf_{aw}) と、循環電流制御装置7からの3相のアーム電圧指令循環分 (Vrf_{cu} 、 Vrf_{cv} 、 Vrf_{cw}) と、直流電流制御装置5からの直流電圧指令 (Vrf_{dc}) を3分岐出力した3相電圧指令 (Vrf_{du} 、 Vrf_{dv} 、 Vrf_{dw}) とを各相毎に付勢してアーム電圧指令 (Vrf_{up} 、 Vrf_{un} 、 Vrf_{vp} 、 Vrf_{vn} 、 Vrf_{wp} 、 Vrf_{wn}) を出力する。

[0106] アーム電圧指令 (Vrf_{up} 、 Vrf_{un} 、 Vrf_{vp} 、 Vrf_{vn} 、 Vrf_{wp} 、 Vrf_{wn}) は式(10)で演算する。

[0107] [数10]

$$Vrf_{up} = +Vrf_{au} + Vrf_{cu} + Vrf_{du}$$

$$Vrf_{un} = -Vrf_{au} + Vrf_{cu} + Vrf_{du}$$

$$Vrf_{vp} = +Vrf_{av} + Vrf_{cv} + Vrf_{dv}$$

$$Vrf_{vn} = -Vrf_{av} + Vrf_{cv} + Vrf_{dv} \quad \dots (10)$$

$$Vrf_{wp} = +Vrf_{aw} + Vrf_{cw} + Vrf_{dw}$$

$$Vrf_{wn} = -Vrf_{aw} + Vrf_{cw} + Vrf_{dw}$$

[0108] 図5は、本発明にかかる直流電流制御装置5の実施例1の構成を示す図である。

[0109] 除算器501は、有効電力指令 (Prf) と直流電圧指令 ($Vdcrf$) を入力して直流電流指令 (Irf_{dc}) を出力する。

[0110] 電力変換器制御装置4からの0相成分電流指令 (Irf_{c0}) は利得502で直流成分指令に換算される。除算器501が出力する直流電流指令 (Irf_{dc}) に利得505が出力する直流成分指令を付勢し、直流電流 (I_{dc}) と突き合わせて直流電流調整器503に入力する。

[0111] 直流電流調整器503は、比例積分制御器あるいは比例制御器で構成する。図5の直流電流制御装置5を用い、2台のMMC変換器の直流側を背後接続して周波数変換器を構成する場合、片側のMMC変換器の直流電流調整器503は比例積分制御器を採用できる。しかし、残る側は、積分要素を除いた比例制御器とする必要がある。

[0112] 直流電圧リミッタ504は、電力変換器制御装置4からのリミッタ検出信号(Sw_lmt)がレベル1の時は、直流電圧指令リミッタ505に対し、直流電流調整器503からの指令値を制限して出力するよう指令する。直流電圧指令リミッタ505が出力する指令値には直流電圧指令(Vdcrf)が付勢され、アーム電圧指令直流分(Vrf_dc)として出力される。

[0113] 図6は、本発明にかかる交流電流制御装置6の構成を示す図である。

[0114] 601は3相2相変換器で、交流電流(I_u, I_v, I_w)を交流電源102の基準位相θで2相電流(I_aq, I_ad)に変換し、2相の交流電流指令(Irf_aq, Irf_ad)と突き合わせて比例積分制御器602に入力する。

[0115] 3相2相変換器601は式(11)の入力と出力の関係を演算する。

[0116] [数11]

$$\begin{bmatrix} I_{aq} \\ I_{ad} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) \cos\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) \cos\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \\ \sin(\theta) \sin\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) \sin\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_u \\ I_v \\ I_w \end{bmatrix} \quad \dots (11)$$

[0117] 603は2相3相逆変換器で、比例積分制御器602からの2相電圧指令(Vrf_aq, Vrf_ad)を3相のアーム電圧指令交流分(Vrf_au, Vrf_av, Vrf_aw)に変換して出力する。

[0118] 2相3相逆変換器603は式(12)の入力と出力の関係を演算する。

[0119] [数12]

$$\begin{bmatrix} Vrf_{au} \\ Vrf_{av} \\ Vrf_{aw} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ \cos\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & \sin\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) & \sin\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Vrf_{aq} \\ Vrf_{ad} \end{bmatrix} \quad \dots (12)$$

[0120] 図7は、本発明にかかる循環電流制御装置7の構成を示す図である。

[0121] 701は3相3相変換器で、電流指令 (I_{rf_cu} 、 I_{rf_cv} 、 I_{rf_cw}) を入力し、0相を含む3相の電流指令 ($I_{rf_c\alpha}$ 、 $I_{rf_c\beta}$ 、 I_{rf_c0}) に変換する。

[0122] 3相3相変換器701は式(13)の入力と出力の関係を演算する。

[0123] [数13]

$$\begin{bmatrix} I_{rf_c\alpha} \\ I_{rf_c\beta} \\ I_{rf_c0} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & +\frac{\sqrt{3}}{2} \\ +\frac{1}{2} & +\frac{1}{2} & +\frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rf_cu} \\ I_{rf_cv} \\ I_{rf_cw} \end{bmatrix} \quad \dots (13)$$

[0124] 702は3相2相変換器で、貫通電流 (I_{cu} 、 I_{cv} 、 I_{cw}) を2相の循環電流 ($I_{c\alpha}$ 、 $I_{c\beta}$) に変換する。

[0125] 3相2相変換器702は式(14)の入力と出力の関係を演算する。

[0126] [数14]

$$\begin{bmatrix} I_{c\alpha} \\ I_{c\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & +\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{cu} \\ I_{cv} \\ I_{cw} \end{bmatrix} \quad \dots (14)$$

[0127] 3相3相変換器701からの3相の電流指令 ($I_{rf_c\alpha}$ 、 $I_{rf_c\beta}$ 、 I_{rf_c0}) のうち0相成分以外の2成分を2相の循環電流 ($I_{c\alpha}$ 、 $I_{c\beta}$) と突き合わせて比例積分制御器703に入力する。

[0128] 704は2相3相逆変換器で、比例積分制御器703からの2相電圧指令 ($V_{rf_c\alpha}$ 、 $V_{rf_c\beta}$) を3相のアーム電圧指令交流分 (V_{rf_cu} 、 V_{rf_cv} 、 V_{rf_cw}) に変換して出力する。

[0129] 2相3相逆変換器704は、式(15)の入力と出力の関係を演算する。

[0130] [数15]

$$\begin{bmatrix} V_{rf_cu} \\ V_{rf_cv} \\ V_{rf_cw} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & +\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{rf_c\alpha} \\ V_{rf_c\beta} \end{bmatrix} \quad \dots (15)$$

- [0131] 図8は、本発明にかかる単位変換器制御装置8の実施例1の構成を示す図である。
- [0132] アーム電力回路21毎に電力変換器制御装置4から出力されるアーム電圧指令 (V_{rf_xy}) を $1/K$ 倍して単位変換器電圧指令 (V_{crf_xy}) を生成する。
- [0133] 802は信号切り替え器で、f端子選択時はコンデンサアーム平均電圧信号 (V_{c_xy}) を出力し、s端子選択時はコンデンサアーム移動平均電圧信号 ($V_{c_xy_t}$) を出力する。特許文献6によればf端子を選択している。
- [0134] コンデンサ電圧信号 ($V_{c_xy_k}$) と信号切り替え器802の出力とを突き合わせてコンデンサ電圧偏差 ($V_{cd_xy_k}$) を生成する。
- [0135] 803は信号切り替え器で、f端子選択時はコンデンサ電圧信号 ($V_{c_xy_k}$) を、s端子選択時は信号切り替え器802の出力を選択して除算器801に入力する。特許文献6によればf端子を選択している。
- [0136] 電流符号検出器804は単位変換器電流 (I_{b_xy}) の符号を検出し、単位変換器電流 (I_{b_xy}) が正符号の時は利得805のGainを正に、単位変換器電流 (I_{b_xy}) が負符号の時は利得805のGainを負に切り替える。この利得805の出力を単位変換器電圧指令 (V_{crf_xy}) に付勢して除算器801に入力する。
- [0137] 除算器801は、利得805の出力を付勢後の単位変換器電圧指令 (V_{crf_xy}) をコンデンサアーム平均電圧信号 (V_{c_xy}) またはコンデンサアーム移動平均電圧信号 ($V_{c_xy_t}$) で正規化した変調率指令 ($\alpha_{rf_xy_k}$) を出力する。
- [0138] 806はリミッタで、入力の変調率指令 ($\alpha_{rf_xy_k}$) を1より小さい最大値 α_{max} と0より大きい最小値 α_{min} との間に制限した変調率信号 (α_{rf}) を生成し、比較器807に出力する。
- [0139] 808は搬送波出力器で、最大値1および最小値0の三角波を搬送波として比較器807に出力する。
- [0140] 比較器807は、変調率信号 (α_{rf}) が搬送波より大きいときは出力信号 (GH) をレベル1に、出力信号 (GL) をレベル0に設定して出力する。変調率

信号 (α_{rf}) が搬送波より小さいときは出力信号 (GH) をレベル 0 に、出力信号 (GL) をレベル 1 に設定して出力する。

[0141] 809Hと809Lはスイッチング電流制限器である。通常運転時で単位変換器電流 (I_{b_xy}) が後述の閾値を超えない場合、スイッチング電流制限器809Hは出力信号 (GH) をそのまま出力し、スイッチング電流制限器809Lは出力信号 (GL) をそのまま出力する。

[0142] 810Hと810Lはパルス立ち上がり遅延回路で、図3に示す単位変換器3の自己消弧素子31とダイオード33の特性で決まるデッドタイムを確保してコンデンサ32の短絡を防止する。

[0143] 811Hと811Lは立ち上がり検出回路で、パルス立ち上がり遅延回路810Hと810Lの出力の立ち上がり検出結果をパルス幅確保回路812Hと812Lに入力して自己消弧素子31とダイオード33の特性で決まる最小点弧時間のレベル1期間を確保し、不完全なスイッチングによる自己消弧素子31とダイオード33の破損を防止する。

[0144] パルス立ち上がり遅延回路810Hと810Lの出力、パルス幅確保回路812Hと812Lの出力を論理和回路813Hと813Lに入力し、上側自己消弧素子 (31H) へのゲート制御指令 (GH_{xy_k}) と下側自己消弧素子 (31L) へのゲート制御指令 (GL_{xy_k}) とを交互にオン・オフ出力する。

[0145] 814はヒステリシス付き比較器で、単位変換器電流 (I_{b_xy}) が正方向で設定値 (I_{b_s}) を上回ったら出力 (SH_H) をレベル0からレベル1に、設定値 (I_{b_s}) より絶対値の小さい正の設定値 (I_{b_e}) を下回ったらレベル1からレベル0に切り替える。

[0146] 815はヒステリシス付き比較器で、単位変換器電流 (I_{b_xy}) が負方向で設定値 ($-I_{b_s}$) を下回ったら出力 (SH_L) をレベル0からレベル1に、設定値 ($-I_{b_e}$) を上回ったらレベル1からレベル0に切り替える。

[0147] 816はモード切り替え器で、ヒステリシス付き比較器814の出力 (SW_H) がレベル1の時はモード切替信号 (MOD_H) を排他的にレベル1に、ヒステリシス付き比較器815の出力 (SW_L) がレベル1の時はモード切替信号

(MOD_L) を排他的にレベル 1 に出力する。

- [0148] モード切替信号 (MOD_H) がレベル 1 の時、スイッチング電流制限器 809H はレベル 1 を固定出力し、スイッチング電流制限器 809L はレベル 0 を固定出力する。
- [0149] モード切替信号 (MOD_L) がレベル 1 の時、スイッチング電流制限器 809L はレベル 1 を固定出力し、スイッチング電流制限器 809H はレベル 0 を固定出力する。
- [0150] 以上の実施例 1 の構成で課題を解決することができる。
- [0151] 以上のレグ回路 2 の実施例によれば、レグ回路 2 の正側端子 (P_x) から正側アーム電力回路 21P_x、正側誘導素子 22P_x、レグ回路 2 の中間端子 (AC_x)、負側誘導素子 22N_x、負側アーム電力回路 21N_x、レグ回路 2 の負側端子 (N_x) の順に接続している。
- [0152] 別の接続順序として、特に空芯リアクトルを用いる場合に正側と負側の誘導素子間の磁気的な相互干渉を回避するために別の磁気遮蔽室に設置する必要がある。こうした場合はアーム電力回路と誘導素子を並べ替え、レグ回路 2 の正側端子 (P_x) から正側誘導素子 22P_x、正側アーム電力回路 21P_x、レグ回路 2 の中間端子 (AC_x)、負側アーム電力回路 21N_x、負側誘導素子 22N_x、レグ回路 2 の負側端子 (N_x) の順に接続してもよい。
- [0153] 以上の電力変換器制御装置 4 の実施例によれば、出力切替器 405 で無効電力調整器 404 の出力を交流電流指令の無効電力成分 (I_{rf_ad}) として選択する場合、系統事故時の MMC 変換器に流れる過電流を比較的容易に抑える効果がある。出力切替器 405 で交流電圧調整器 406 の出力を選択する場合、従来の事業用発電設備と同様に系統事故時の電圧低下時に迅速に無効電力供給して系統の安定に寄与する効果がある。
- [0154] 以上の構成の単位変換器制御装置 8 の実施例によれば、信号切り替え器 802 と 803 の f 端子側入力を選択出力することにより、瞬時のコンデンサ電圧信号 (V_{c_xy_k}) とコンデンサアーム平均電圧信号 (V_{c_xy}) を使って制

御するため、応答性の速い制御を実現することができる。特に、交流電源電圧が100kV以上の高圧用途で単位変換器3の直列接続数Kが大きく、コンデンサ容量係数 K_c が大きな用途に適する。また、アーム間的高速同時通信が不要となるため、安価な通信システムで実現することができる。

[0155] 以上の構成の単位変換器制御装置8の実施例によれば、信号切り替え器802と803のs端子側入力を選択出力することにより、単位変換器3間のコンデンサ電圧偏差($V_{cd_xy_k}$)の基準値と変調率指令($\alpha_{rf_xy_k}$)の正規化の基準値を時間的変動の小さいコンデンサアーム移動平均電圧信号($V_{c_xy_t}$)とできるため、系統事故波及時に単位変換器制御装置8動作が安定し、不要にリミッタ806に制限されて上下限に固着して制御不能になるのを抑えることができる。特に、交流電源電圧が6kVから30kVの中電圧用途で単位変換器3の直列接続数Kが高圧用途に比べて小さく、寸法制限が厳しいためにコンデンサ容量係数 K_c を小さくせざるを得ない用途に適する。

[0156] 以上の構成の単位変換器制御装置8の実施例によれば、リミッタ806によって変調率信号(α_{rf})が最大値 α_{max} と最小値 α_{min} の間に制限されるため、自己消弧素子31とダイオード33の破損を招く短時間のゲート制御指令(GH_{xy_k} 、 GL_{xy_k})を防止することができる。

[0157] 以上の構成の単位変換器制御装置8の実施例によれば、ヒステリシス付き比較器814、815によって、単位変換器電流入力(I_{b_xy})の絶対値のピークが設定値(I_{b_s})をわずかに超え、短時間後に設定値(I_{b_s})を下回る時にモード切り替え器816が短時間でモード切替信号(MOD_H 、 MOD_L)のレベルを変化させることにより、後段のパルス立ち上がり遅延回路810とパルス幅確保回路812による動作遅延時間が延び、これにより系統事故時の運転継続性を損なう課題を防止することができる。

[0158] 以上の構成の実施例によれば、単位変換器制御装置8の単位変換器電流入力(I_{b_xy})が正符号の設定値(I_{b_s})を上回る期間は変調率指令($\alpha_{rf_xy_k}$)に関わらずに下側自己消弧素子(31L)へのゲート制御指令(GL_{xy_k})を付勢して上側自己消弧素子(31H)へのゲート制御指令(GL_{xy_k})を

消弧し、前記単位変換器電流入力 (I_b) が負符号の設定値 ($-I_{b_s}$) を下回る期間は前記変調率指令 ($\alpha_{rf_xy_k}$) に関わらずに上側自己消弧素子 (31H) へのゲート制御指令 (GL_{xy_k}) を付勢して前記下側自己消弧素子 (31L) へのゲート制御指令 (GL_{xy_k}) を消弧することにより、スイッチング時の電流絶対値を設定値 (I_{b_s}) 以下に抑制し、上記の単位変換器制御装置8の動作によって上昇する全コンデンサ平均電圧 (V_{c_ave}) は、コンデンサ電圧調整器403で交流電流指令の有効電力成分 (I_{rf_aq}) を調整して交流電流制御装置6に出力し、交流電流制御することによってコンデンサ電圧上昇を抑え、課題を達成することができる。

実施例 2

- [0159] 図9は、本発明にかかる電力変換器制御装置の実施例2の構成を示す図である。図9は、特許文献7に開示された構成を元としている。
- [0160] 図4に示す電力変換器制御装置4と共通の構成要素には同じ番号を付している。前の図4と同じ番号の構成要素は重複を避けるため説明を省略する。実施例2にかかるMMC変換器は、実施例1にかかるMMC変換器の電力変換器制御装置4を電力変換器制御装置9に置き換えた構成であり、電力変換器制御装置9以外の構成要素の説明は省略する。電力変換器制御装置9には後述する直流電流制御装置10が接続される。
- [0161] 電力変換器制御装置9は、直流電流制御装置10に直流電流 (I_{dc}) を出力し、直流電流制御装置10から直流電圧指令 (V_{rf_dc}) を入力する。
- [0162] 電力変換器制御装置9は、正負間平衡制御装置11と、循環電流制御装置12と、レグ間平衡制御装置901と、加算器902、903とを備える。
- [0163] 正負間平衡制御装置11は、コンデンサ電圧演算器402からの正負間差電圧 (V_{c_pnu} 、 V_{c_pnv} 、 V_{c_pnw}) と2相交流電流指令値 (I_{rf_aq} 、 I_{rf_ad}) と基準位相 (θ) とを入力し、3相の循環電流指令 (I_{rf_cu} 、 I_{rf_cv} 、 I_{rf_cw}) を出力する。
- [0164] 循環電流制御装置12は、貫通電流 (I_{cu} 、 I_{cv} 、 I_{cw}) と3相の循環電流指令 (I_{rf_cu} 、 I_{rf_cv} 、 I_{rf_cw}) と基準位相の2倍角 (2θ) とを入力し、

3相のアーム電圧指令循環分 (V_{rf_cu} 、 V_{rf_cv} 、 V_{rf_cw}) を出力する。

[0165] レグ間平衡制御装置 901 は、レグ電圧偏差 (V_{c_bu} 、 V_{c_bv} 、 V_{c_bw}) が 0 になるように比例積分演算して 3相のアーム電圧指令レグ平衡分 (V_{rf_bu} 、 V_{rf_bv} 、 V_{rf_bcw}) を出力する。

[0166] アーム電圧指令演算器 410 と加算器 902 および 903 とにより、アーム電圧指令 (V_{rf_up} 、 V_{rf_un} 、 V_{rf_vp} 、 V_{rf_vn} 、 V_{rf_wp} 、 V_{rf_wn}) を出力する。

[0167] アーム電圧指令 (V_{rf_up} 、 V_{rf_un} 、 V_{rf_vp} 、 V_{rf_vn} 、 V_{rf_wp} 、 V_{rf_wn}) は式 (16) で演算する。

[0168] [数16]

$$\begin{aligned}
 V_{rf_up} &= +V_{rf_au} + V_{rf_bu} + V_{rf_cu} + V_{rf_du} \\
 V_{rf_un} &= -V_{rf_au} + V_{rf_bu} + V_{rf_cu} + V_{rf_du} \\
 V_{rf_vp} &= +V_{rf_av} + V_{rf_bv} + V_{rf_cv} + V_{rf_dv} \\
 V_{rf_vn} &= -V_{rf_av} + V_{rf_bv} + V_{rf_cv} + V_{rf_dv} \\
 V_{rf_wp} &= +V_{rf_aw} + V_{rf_bw} + V_{rf_cw} + V_{rf_dw} \\
 V_{rf_wn} &= -V_{rf_aw} + V_{rf_bw} + V_{rf_cw} + V_{rf_dw}
 \end{aligned} \quad \dots (16)$$

[0169] 図 10 は、本発明にかかる直流電流制御装置 10 の実施例 2 の構成を示す図である。図 5 に示す実施例 1 にかかる直流電流制御装置 5 と共通の構成要素には同じ番号を付している。図 5 に示す実施例 1 にかかる直流電流制御装置 5 と同じ番号の構成要素は重複を避けるため説明を省略する。

[0170] 1001 は加算器で、直流電流調整器 503 の出力の符号を反転して直流電圧指令 (V_{dcrf}) と付勢し、MMC 変換器 1 の直流端子 (P、N) に背後接続した、図 1 では図示していない他の MMC 変換器へのアーム電圧指令直流分 ($V_{rf_dc_fc}$) として出力する。

[0171] 図 11 は、本発明にかかる正負間平衡制御装置 11 の実施例 2 の構成を示す図である。

[0172] コンデンサ電圧演算器 402 からの正負間差電圧 (V_{c_pnu} 、 V_{c_pnv} 、 V_{c_pnw}) を利得 1101u、1101v、1101w に入力する。基準位相 (θ)

を各相の相順にシフトして余弦波発生器 1102u、1102v、1102w に入力する。

[0173] 利得 1101u、1101v、1101w の出力と余弦波発生器 1102u、1102v、1102w の出力とを相毎に乗算器 1103u、1103v、1103w の第 1 入力端子 (a) および第 2 入力端子 (b) に入力する。

[0174] 1105 は絶対値演算器で、2 相交流電流指令値 (Irf_aq、Irf_ad) のベクトル絶対値を出力し、関数発生器 1106 に入力し、関数発生器 1106 の出力を切り替え器 1104 の第 1 端子に入力する。

[0175] 切り替え器 1104 の第 2 端子を分岐して乗算器 1103u、1103v、1103w の第 3 入力端子 (c) に入力する。また、切り替え器 1104 の開閉信号を乗算器 1103u、1103v、1103w に入力する。

[0176] 乗算器 1103u、1103v、1103w は、切り替え器 1104 が閉の時は第 1 から第 3 入力の乗算結果 (a×b×c) を出力し、切り替え器 1104 が開の時は第 1 と第 2 入力の乗算結果 (a×b) を出力する。

[0177] 乗算器 1103u、1103v、1103w の出力を 3 相の電流指令 (Irf_cu、Irf_cv、Irf_cw) として出力する。

[0178] 図 12 は、本発明にかかる循環電流制御装置 12 の実施例 2 の構成を示す図である。

[0179] 1201 と 1202 は 3 相 2 相変換器で、各 3 相の電流指令 (Irf_cu、Irf_cv、Irf_cw) と貫通電流 (I_cu、I_cv、I_cw) を基準位相 (θ) の 2 倍角 (2θ) で 2 相の循環電流指令 (Irf_cq、Irf_cd) と循環電流 (I_cq、I_cd) に変換し、各相毎に突き合わせて比例積分制御器 1203 に入力する。

[0180] 3 相 2 相変換器 1201 と 1202 は式 (17) (18) の入力と出力の関係を演算する。

[0181] [数17]

$$\begin{bmatrix} Irf_{cq} \\ Irf_{cd} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(2\theta) \cos\left(2\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \cos\left(2\theta - \frac{2}{3}\pi\right) \\ \sin(2\theta) \sin\left(2\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \sin\left(2\theta - \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Irf_{cu} \\ Irf_{cv} \\ Irf_{cw} \end{bmatrix} \quad \dots (17)$$

[0182] [数18]

$$\begin{bmatrix} I_{cq} \\ I_{cd} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(2\theta) \cos\left(2\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \cos\left(2\theta - \frac{2}{3}\pi\right) \\ \sin(2\theta) \sin\left(2\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \sin\left(2\theta - \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{cu} \\ I_{cv} \\ I_{cw} \end{bmatrix} \quad \dots (18)$$

[0183] 1204は2相3相逆変換器で、比例積分制御器1203からの2相電圧指令 (Vrf_cq、Vrf_cd) を3相のアーム電圧指令交流分 (Vrf_cu、Vrf_cv、Vrf_cw) に変換して出力する。

[0184] 2相3相逆変換器1204は式(19)の入力と出力の関係を演算する。

[0185] [数19]

$$\begin{bmatrix} Vrf_{cu} \\ Vrf_{cv} \\ Vrf_{cw} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \sin(2\theta) \\ \cos\left(2\theta + \frac{2}{3}\pi\right) & \sin\left(2\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \\ \cos\left(2\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & \sin\left(2\theta - \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Vrf_{cq} \\ Vrf_{cd} \end{bmatrix} \quad \dots (19)$$

[0186] 以上の実施例2の構成で課題を解決することができる。

[0187] 以上の電力変換器制御装置9の実施例によれば、正負間平衡制御装置11の出力を循環電流制御装置12に直結して電流フィードバック制御し、レグ間平衡制御装置901は、電流フィードバック制御の出力側に付勢してフィードフォワード制御する。

[0188] 実施例1の電力変換器制御装置4の場合、正負間平衡制御装置407とレグ間平衡制御装置408は、共に6個のコンデンサのアーム平均電圧の線形結合を入力しながら両者で反対符号の入力信号を用い、その出力を並列付勢して循環電流制御装置7に入力する為に両者間の効果相殺が不可避となる。正負間平衡制御装置407の場合、入力信号となるコンデンサアーム平均電圧の線形結合に正負符号の係数を含むため、積分利得を活かすのは実用的でない。

[0189] 以上の電力変換器制御装置9の構成によれば、このため、正負間平衡制御装置11を電流フィードバック制御に、レグ間平衡制御装置901をフィードフォワード制御に分離するため、共に積分項を含む制御で偏差0に調整す

る効果がある。

[0190] 以上の直流電流制御装置 10 の構成によれば、直流電流制御装置 5 と異なり循環電流制御装置 7 の 0 相成分出力 (I_{rf_c0}) から独立している。

[0191] このため、直流側を背後接続して周波数変換器を構成する場合、直流電流調整器 503 を 2 台の MMC 変換器で共用し、加算器 1001 で直流電圧指令 (V_{rf_dc}) ともう 1 台の MMC 変換器への直流電圧指令 ($V_{rf_dc_fc}$) とを分岐出力し、最小の機器構成で 2 台の MMC 変換器用の直流電流制御装置 10 を実現する効果がある。

[0192] 以上の正負間平衡制御装置 11 の構成によれば、切り替え器 1104 を開路する場合、正負間差電圧 (V_{c_pnu} 、 V_{c_pnv} 、 V_{c_pnw}) と基準位相 (θ) だけで交流電源の 2 倍周波数の 3 相の循環電流指令 (I_{rf_cu} 、 I_{rf_cv} 、 I_{rf_cw}) を演算出力するため、入力信号の最小セットから簡素な構成で正負間平衡制御装置 11 を構成する効果がある。

[0193] 以上の正負間平衡制御装置 11 の構成によれば、切り替え器 1104 を閉路する場合、正負間差電圧 (V_{c_pnu} 、 V_{c_pnv} 、 V_{c_pnw}) と基準位相 (θ) に加えて絶対値演算器 1105 と関数発生器 1106 を用いて 3 相の循環電流指令 (I_{rf_cu} 、 I_{rf_cv} 、 I_{rf_cw}) の振幅を調整できるため、定格電流付近では交流電流指令振幅に応じて循環電流指令振幅を調整し、循環電流を必要最小限に抑え、循環電流による損失を抑えて MMC 変換器の効率を上げる効果がある。

[0194] また、関数発生器 1106 に下限リミッタを設けることにより、軽負荷状況では正負間差電圧 (V_{c_pnu} 、 V_{c_pnv} 、 V_{c_pnw}) 平衡に最低限の循環電流を確保して安定な運転を実現する効果がある。

[0195] 以上の循環電流制御装置 12 の構成によれば、定常運転状態では比例積分制御器 1203 の出力は積分項が担うため、リミッタで出力制限される過渡状態で即応を求められる比例分に許容される変動幅を広く確保することができる。このために循環電流制御装置 12 の高速応答を実現する効果がある。

[0196] 図 13 は、2 台の MMC 変換器 1301 と MMC 変換器 1302 の直流端

を背後接続して周波数変換器を構成する場合を示す。

- [0197] MMC変換器1301の交流端に変圧器1303のデルタ巻線を接続する。変圧器1303の他方の端子を2回線送電線1304の後続端に接続する。
- [0198] MMC変換器1302の交流端に同期機1305を接続して可変周波数出力し、回転軸にターボ機械（ポンプ水車）1306を直結する。
- [0199] 2回線送電線1304は、先行端遮断器52F1、52F2と、後続端遮断器52B1、52B2とで構成される。以下、第1回線の3相を（1A、1B、1C）、第2回線の3相を（2A、2B、2C）と称する。
- [0200] 図14に、タイムチャートを示す。図14のタイムチャートは、図13の2回線送電線1304で地絡事故が発生した場合の先行端遮断器52F1および52F2、後続端遮断器52B1および52B2の動作を示す。時刻 t_1 で変圧器1303の至近端で第1回線において3相地絡事故が発生し、73が短絡する。時刻 t_2 で第1回線の先行端遮断器52F1と後続端遮断器52B1とが動作して開路する。
- [0201] 以下、同期機1305の発電定格出力運転中に図14に示した至近端3相地絡故障が発生した場合の過渡現象で本発明実施例2の効果を説明する。
- [0202] MMC変換器1302は、各アームの単位変換器3の直列接続段数は $K=6$ である。
- [0203] 変圧器1303のインピーダンスはMMC変換器1302の容量ベースで6%とする。このインピーダンス値は、特許文献8に記載のMMC変換器に相当し、既設同期機1305および変圧器1303の容量に対してMMC変換器の容量を小さくした場合の値である。この場合、MMC変換器1302の自己容量換算のインピーダンスが通常の事業用発電設備の変圧器より小さくなるため、系統地絡事故波及時の過電流値が大きくなる。また、MMC変換器のコンデンサ電圧変化も大きくなり、過酷側の検討条件となる。
- [0204] 地絡故障発生前は発電定格出力、定格力率（遅れ0.95）運転である。MMC変換器1302のアーム電流（ I_{up} 、 I_{vp} 、 I_{wp} 、 I_{un} 、 I_{vn} 、 I_{wn}

)のピーク値を1とした時、アーム電流の交流分ピーク値は0.7、直流分は0.3である。

[0205] 図15と図16は、図8に示す本発明の実施例2にかかる単位変換器制御装置8のヒステリシス付き比較器814と815のスイッチング電流閾値(I_{b_s})を定格アーム電流の2.85倍以上に設定し、スイッチング電流を制限しない場合の波形を示す。

[0206] 図17と図18は、図8に示す本発明の実施例2にかかる単位変換器制御装置8のヒステリシス付き比較器814と815のスイッチング電流閾値(I_{b_s})を定格アーム電流の1.8倍に設定し、スイッチング電流を制限した場合の波形を示す。

[0207] 図15と図17の上段は変圧器1303の送電線側相電圧(V_{AN} 、 V_{BN} 、 V_{CN})とMMC変換器1301側の交流電流(I_u 、 I_v 、 I_w)の波形を定格値で正規化表示する。

[0208] 図15と図17の下段は、各アームのコンデンサ平均電圧(V_{c_up} 、 V_{c_vp} 、 V_{c_wp} 、 V_{c_un} 、 V_{c_vn} 、 V_{c_wn})をコンデンサの定格電圧で正規化表示する。

[0209] 図16と図18は、MMC変換器1302の各アームを構成する($K=6$)段の単位変換器3(図3参照)のコンデンサ32の最大値と最小値とをコンデンサ32の定格電圧で正規化表示する。

[0210] 送電線側相電圧(V_{AN} 、 V_{BN} 、 V_{CN})は、図15と図17に顕著な差は見られない。

[0211] 交流電流(I_u 、 I_v 、 I_w)は、図15と図17を比較すると、時刻 t_1 の地絡事故発生から時刻 t_2 の遮断器動作までの期間のピーク電流が、図15でスイッチング電流を制限しない場合は定格の3倍に達するのに対し、図17でスイッチング電流を制限した場合は定格の2.5倍に抑えられる。

[0212] 図15と図17のコンデンサ平均電圧、図16と図18のコンデンサ電圧最大値、最小値に顕著な差は見られない。

[0213] 図19から図22は、スイッチング電流閾値(I_{b_s})を2.85倍から徐

々に下げた時の特性の変化を示す。

- [0214] スイッチング電流閾値 (I_{b_s}) には下限値があり、1.55倍以下にするとコンデンサ電圧の平衡を維持できず、MMC変換器1302は運転継続できない。
- [0215] 図19は、スイッチング電流閾値 (I_{b_s}) と自己消弧素子 (31H、31L) 電流の最大値を6個のアーム別に示す。
- [0216] 図19より、運用可能なスイッチング電流閾値 (I_{b_s}) の範囲では、自己消弧素子 (31H、31L) 電流はスイッチング電流閾値 (I_{b_s}) 以下に抑えられていることが分かる。
- [0217] 図20は、スイッチング電流閾値 (I_{b_s}) と逆並列ダイオード (33H、33L) 電流の最大値を6個のアーム別に示す。
- [0218] 逆並列ダイオード (31H、31L) 電流はスイッチング電流閾値 (I_{b_s}) で自己消弧素子から逆並列ダイオードにスイッチングした後も電流が増加するため、図20に示すように、自己消弧素子の電流と異なりスイッチング電流閾値 (I_{b_s}) を超える。
- [0219] 運用可能なスイッチング電流閾値 (I_{b_s}) の範囲では、逆並列ダイオード (33H、33L) 電流の最大値はスイッチング電流閾値 (I_{b_s}) と共に低減する。
- [0220] 図21は、スイッチング電流閾値 (I_{b_s}) とアームを構成する ($K=6$) 個のコンデンサ電圧の最大値を6個のアーム別に示す。
- [0221] スイッチング電流閾値 (I_{b_s}) で強制的にスイッチングすると前述の図32で説明したようにコンデンサ電圧は原理的に上昇する。しかし、図21に示すように、運用可能なスイッチング電流閾値 (I_{b_s}) の範囲では、コンデンサ電圧の最大値に顕著な変化は見られない。
- [0222] 図22は、スイッチング電流閾値 (I_{b_s}) とアームを構成する ($K=6$) 個のコンデンサ電圧の最大値と最小値の差 (以下、「段間不平衡」を称す) を6個のアーム別に示す。
- [0223] 図22に示すように、スイッチング電流閾値 (I_{b_s}) を下げると段間不平

衡は増大し、下限値に至って発散して運転継続できなくなる。

[0224] 以上、図17に示す交流電流 (I_u 、 I_v 、 I_w) 波形より、本発明の実施例2でスイッチング電流閾値 (I_{b_s}) を制限することにより、MMC変換器1302と変圧器1302の過電流値を抑制する効果がある。これにより、信頼性を向上する効果、装置の大容量化あるいは小型化を実現する効果がある。

[0225] 以上、図19に示す自己消弧素子 (31H、31L) 電流の最大値より、本発明の実施例2でスイッチング電流閾値 (I_{b_s}) を制限することにより、スイッチング電流を抑制することによって自己消弧素子 (31H、31L) の破損を防止する効果だけでなく、最大電流値を抑制することによってジャンクション温度上昇を抑制して信頼性を向上する効果、同じ自己消弧素子 (31H、31L) で装置の大容量化あるいは自己消弧素子 (31H、31L) の小型化を実現する効果がある。

[0226] 以上、図20に示す逆並列ダイオード (33H、33L) 電流の最大値より、本発明の実施例2でスイッチング電流閾値 (I_{b_s}) を制限することにより、スイッチング電流を抑制することによって逆並列ダイオード (33H、33L) の破損を防止する効果だけでなく、最大電流値を抑制することによってジャンクション温度上昇を抑制して信頼性を向上する効果、同じ逆並列ダイオード (33H、33L) で装置の大容量化あるいは逆並列ダイオード (33H、33L) の小型化を実現する効果がある。

[0227] 以上、図21に示すアームを構成する ($K=6$) 個のコンデンサ電圧の最大値より、本発明のスイッチング電流閾値 (I_{b_s}) を制限することによる副作用であるコンデンサ電圧上昇を、実施例2の電力変換器制御装置9により抑制し、課題を達成することができる。

実施例 3

[0228] 図23は、本発明にかかる電力変換器制御装置25の実施例3の構成を示す図である。

[0229] 図4に示す電力変換器制御装置4と共通の構成要素には同じ番号を付して

いる。また、図9に示す電力変換器制御装置9と共通の構成要素には同じ番号を付している。前の図4および図9と同じ番号の構成要素は重複を避けるため説明を省略する。実施例3にかかるMMC変換器は、実施例1にかかるMMC変換器の電力変換器制御装置4を電力変換器制御装置25に置き換えた構成であり、電力変換器制御装置25以外の構成要素の説明は省略する。

- [0230] 電力変換器制御装置25は正負間平衡制御装置26と循環電流制御装置27を備える。
- [0231] 正負間平衡制御装置26は、コンデンサ電圧演算器402からの正負間差電圧 (V_{c_pnu} 、 V_{c_pnv} 、 V_{c_pnw}) と基準位相 (θ) とを入力し、2相の循環電流指令 (I_{rf_cq} 、 I_{rf_cd}) を出力する。
- [0232] 循環電流制御装置27は、貫通電流 (I_{cu} 、 I_{cv} 、 I_{cw}) と2相の循環電流指令 (I_{rf_cq} 、 I_{rf_cd}) と基準位相の2倍角 (2θ) とを入力し、3相のアーム電圧指令循環分 (V_{rf_cu} 、 V_{rf_cv} 、 V_{rf_cw}) を出力する。
- [0233] 図24は、本発明にかかる正負間平衡制御装置26の実施例3の構成を示す図である。
- [0234] コンデンサ電圧演算器402からの正負間差電圧 (V_{c_pnu} 、 V_{c_pnv} 、 V_{c_pnw}) を移動平均演算器2401u、2401v、2401wに入力し、基準位相 (θ) を1周期計算カウンタ2402に入力する。1周期計算カウンタ2402は交流電源の1周期を計算し、移動平均演算器2401u、2401v、2401wは、1周期計算カウンタ2402による計算結果に基づき、正負間差電圧 (V_{c_pnu} 、 V_{c_pnv} 、 V_{c_pnw}) の1周期移動平均 ($V_{c_pnu_t}$ 、 $V_{c_pnv_t}$ 、 $V_{c_pnw_t}$) を演算して3相2相変換器2403に入力する。

[0235] 3相2相変換器2403は式(20)の入力と出力の関係を演算する。

[0236] [数20]

$$\begin{bmatrix} V_{c_pnq_t} \\ V_{c_pnd_t} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & +\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{c_pnu_t} \\ V_{c_pnv_t} \\ V_{c_pnw_t} \end{bmatrix} \quad \dots (20)$$

[0237] 3相2相変換器2403の出力 ($V_{c_pnq_t}$ 、 $V_{c_pnd_t}$) を比例積分制御器

2404に入力し、2相循環電流指令値 (I_{rf_cq} 、 I_{rf_cd}) を出力する。

[0238] 図25は、本発明にかかる循環電流制御装置27の実施例3の構成を示す図である。

[0239] 図12に示す循環電流制御装置12と共通の構成要素には同じ番号を付している。前の図12と同じ番号の構成要素は重複を避けるため説明を省略する。

[0240] 2相の循環電流指令 (I_{rf_cq} 、 I_{rf_cd}) と循環電流 (I_{cq} 、 I_{cd}) を相毎に突き合わせて比例積分制御器2501に入力する。

[0241] 比例積分制御器2501からの2相電圧指令 (V_{rf_cq} 、 V_{rf_cd}) を2相3相逆変換器1204に入力し、3相のアーム電圧指令交流分 (V_{rf_cu} 、 V_{rf_cv} 、 V_{rf_cw}) を出力する。

[0242] 以上の実施例3の構成で課題を解決することができる。

[0243] 以上の正負間平衡制御装置26の構成によれば、3相2相変換器2403に入力する交流電源周波数の1周期の正負間差電圧の移動平均値 ($V_{c_pnu_t}$ 、 $V_{c_pnv_t}$ 、 $V_{c_pnw_t}$) は定常状態で直流となるため、各アームのコンデンサ平均電圧の計測周期、移動平均の演算周期を長くしても安定に運転できる効果がある。これにより、安価な制御装置、通信装置で実現する効果がある。

[0244] 以上の循環電流制御装置27の構成によれば、定常運転状態では比例積分制御器2501の出力は積分項が担うため、リミッタで出力制限される過渡状態で即応を求められる比例分に許容される変動幅を広く確保することができる。このために循環電流制御装置27の高速応答を実現する効果がある。

[0245] 以下、前の図13に示した2台のMMC変換器1301とMMC変換器1302の直流端を背後接続して周波数変換器を構成し、本発明の実施例2の電力変換器制御装置9に換えて本発明の実施例3の電力変換器制御装置25を用い、前の図14に示したタイムチャートで至近端3相地絡故障が発生した場合の過渡現象で本発明の実施例3の効果を説明する。重複を避けるため、図13と図14の説明は省略する。

- [0246] 図26の上段は変圧器1303の送電線側相電圧 (V_{AN} 、 V_{BN} 、 V_{CN}) と MMC変換器1301側の交流電流 (I_u 、 I_v 、 I_w) の波形を定格値で正規化表示する。
- [0247] 図26の下段は、各アームのコンデンサ平均電圧 (V_{c_up} 、 V_{c_vp} 、 V_{c_wp} 、 V_{c_un} 、 V_{c_vn} 、 V_{c_wn}) をコンデンサの定格電圧で正規化表示する。
- [0248] 図27は、MMC変換器1302の各アームを構成する ($K=6$) 段の単位変換器3 (図3参照) のコンデンサ32の最大値と最小値とをコンデンサ32の定格電圧で正規化表示する。
- [0249] 送電線側相電圧 (V_{AN} 、 V_{BN} 、 V_{CN}) と交流電流 (I_u 、 I_v 、 I_w) は、実施例2の図17と実施例3の図26に顕著な差は見られない。同様に、図17と図26のコンデンサ平均電圧、図16と図27のコンデンサ電圧最大値、最小値に顕著な差は見られない。
- [0250] 以上より、本発明の実施例3は本発明の実施例2と同等の効果があることが分かる。
- [0251] 以上の電力変換器制御装置25の構成によれば、スイッチング電流を抑制し、コンデンサ電圧の上昇を抑制し、課題を達成することができる。

実施例 4

- [0252] 図28は、本発明にかかるレグ回路28の実施例4の構成を示す図である。
- [0253] 図2に示すレグ回路2と共通の構成要素には同じ番号を付している。前の図2と同じ番号の構成要素は重複を避けるため説明を省略する。
- [0254] 2801は3端子の誘導素子である。
- [0255] 図29Aおよび図29Bは、本発明にかかる3端子の誘導素子2801の構成を示す図である。図29Aは交流電流 (I_u) が流れる場合を示し、図29Bは貫通電流 (I_{cu}) が流れる場合を示す。3端子の誘導素子2801の構成は特許文献2に基づく。以下、u相を例に構成を説明する。
- [0256] 図29Aに示すように、3端子の誘導素子2801の中間端子 (AX_u) から2分流する交流電流 (I_u) は、空隙ギャップ付鉄芯脚を同心円状に巻き回す

正側巻線と負側巻線に2分流して正側端子 (PXu) と負側端子 (Nxu) から流れる。

[0257] 交流電流 (I_u) による磁束 (ϕ_{au}) は空隙ギャップ付鉄芯脚を通り、正側巻線と負側巻線で囲まれる空隙を通過して周回する。

[0258] 図29Bに示すように、貫通電流 (I_{cu}) による磁束 (ϕ_{cu}) は空隙ギャップ付鉄芯脚と補助鉄芯脚を周回する。

[0259] 交流電流 (I_u) による磁束 (ϕ_{au}) の磁路は、貫通電流 (I_{cu}) による磁束 (ϕ_{cu}) の磁路よりも、磁路長に占める空隙長が鉄芯高さ分 (h) だけ長いいため、磁気抵抗が大きい。この結果、同じ巻き数でも交流電流 (I_u) に対するインダクタンスは貫通電流 (I_{cu}) に対するインダクタンスよりも小さい。経済合理性を保持した設計では、前者は後者の0.05倍から0.1倍以下にできる。

[0260] 図29Aおよび図29Bの構成では、正側巻線と負側巻線は、それぞれ半分の巻き数を内側に、残り半分の巻き数を外側に巻き回し、図示されていない漏れ磁束を均等配分している。

[0261] 特許文献1に開示されているように、貫通電流 (I_{cu}) に対するインダクタンスはMMC変換器1の電流を制御するのに不可欠な誘導要素である。一方の交流電流 (I_u) に対するインダクタンスは、交流電源を構成する変圧器のインダクタンスあるいは交流回転電気機械の電機子巻線漏れインダクタンスと加算して交流電流を抑制する。

[0262] 近年のマイクロコンピュータなどのエレクトロニクス技術の進歩は著しく、変圧器あるいは交流回転電気機械の固有インダクタンスで交流電流を制御出来る場合が過半である。

[0263] 図15から図22に示す波形は、変圧器のインピーダンスが6%、誘導素子の交流電流に対するインピーダンスは0.5%以下である。

[0264] アーム電力回路で出力可能な電圧が同一の場合、交流電流に対する誘導素子のインダクタンスが小さいほど電圧降下が小さくなり、スイッチング電流抑制時のコンデンサ電圧の上昇を抑えるための交流電流制御に振り向けられ

る制御電圧を大きく確保でき、課題を達成できる。

[0265] 図29Aおよび図29Bに示す3端子の誘導素子2801の構成によれば、正側巻線と負側巻線の漏れ磁束を均等にでき、漏れインダクタンス値を等しくできる。正側巻線と負側巻線の漏れインダクタンス不平衡は、交流電流制御と循環電流制御の干渉を招く原因となる。また、非理論高調波の発生原因となる。

[0266] 図29Aおよび図29Bに示す3端子の誘導素子2801構成によれば、交流電流制御と循環電流制御の非干渉を確保し、非理論高調波の発生を抑制する効果がある。

符号の説明

- [0267] 1、1301、1302 MMC変換器
101 直流電源
102 3相交流電源
103 交流センサ
2、2u、2v、2w、28 レグ回路
21、21Px、21Nx アーム電力回路
22Px、22Nx 誘導素子
23、23Px、23Nx 変流器
24、24Px、24Nx アーム制御装置
201 平均値演算器
202、203、502、805、1101u、1101v、1101w
、3205 利得
3 単位変換器
31、31H、31L 自己消弧素子
32、3201 コンデンサ
33、33H、33L ダイオード
34 コンデンサ電圧検出器
35 電圧信号変換器

- 3 6 ゲート駆動装置
- 4、9、25 電力変換器制御装置
- 4 0 1 アーム電流演算器
- 4 0 2 コンデンサ電圧演算器
- 4 0 3 コンデンサ電圧調整器
- 4 0 4 無効電力調整器
- 4 0 5 出力切替器
- 4 0 6 交流電圧調整器
- 1 1、2 6、4 0 7 正負間平衡制御装置
- 4 0 8、9 0 1 レグ間平衡制御装置
- 4 0 9、8 0 6 リミッタ
- 4 1 0 アーム電圧指令演算器
- 5、1 0 直流電流制御装置
- 5 0 1、8 0 1 除算器
- 5 0 3 直流電流調整器
- 5 0 4 直流電圧リミッタ
- 5 0 5 直流電圧指令リミッタ
- 6 交流電流制御装置
- 6 0 1、7 0 2、1 2 0 1、1 2 0 2、2 4 0 3 3相2相変換器
- 6 0 2、7 0 3、1 2 0 3、2 4 0 4、2 5 0 1 比例積分制御器
- 6 0 3、7 0 4、1 2 0 4 2相3相逆変換器
- 7、1 2、2 7 循環電流制御装置
- 7 0 1 3相3相変換器
- 8 単位変換器制御装置
- 8 0 2、8 0 3 信号切り替え器
- 8 0 4、3 2 0 4 電流符号検出器
- 8 0 7 比較器
- 8 0 8 搬送波出力器

- 809H、809L スイッチング電流制限器
- 810、810H、810L パルス立ち上がり遅延回路
- 811H、810L 立ち上がり検出回路
- 812、812Hと812L パルス幅確保回路
- 813H、813L 論理和回路
- 814、815 ヒステリシス付き比較器
- 816 モード切り替え器
- 902、903、1001 加算器
- 1102u、1102v、1102w 余弦波発生器
- 1103u、1103v、1103w 乗算器
- 1104 切り替え器
- 1105 絶対値演算器
- 1106 関数発生器
- 1303 変圧器
- 1304 2回線送電線
- 1305 同期機
- 1306 ターボ機械（ポンプ水車）
- 2401u、2401v、2401w 移動平均演算器
- 2402 1周期計算カウンタ
- 2801 3端子の誘導素子
- 3202 PWM変調器
- 3203 変調指令演算回路

請求の範囲

[請求項1]

直流電源の正側端子（P端子）と負側端子（N端子）と3相交流端子（u端子、v端子、w端子）間に接続されたモジュラー・マルチレベル電力変換器であって、このモジュラー・マルチレベル電力変換器は3台の3端子レグ回路（2u、2v、2w）を備え、その正側端子（Pu、Pv、Pw）を星形接続して直流電源の正側端子（P端子）に接続し、その負側端子（Nu、Nv、Nw）を星形接続して前記直流電源の負側端子（N端子）に接続し、その中間端子（ACu、ACv、ACw）を前記3相交流端子に接続したレグ回路であって、

xを3相（u、v、w）代表表記したこのレグ回路は、正側アーム電力回路（21Px）と、負側アーム電力回路（21Nx）と、正側誘導素子（22Px）と、負側誘導素子（22Nx）と、正側変流器（23Px）と、負側変流器（23Nx）とを備え、前記正側アーム電力回路の正側端子（APx）をレグ回路の正側端子（Px）に接続し、その負側端子（BPx）を前記正側誘導素子の第1端子に接続し、その第2端子をレグ回路の中間端子（ACx）と前記負側誘導素子の第1端子に並列接続し、この負側誘導素子の第2端子を前記負側アーム電力回路の正側端子（ANx）に接続し、その負側端子（BNx）を前記レグ回路の負側端子（Nx）に接続し、前記正側変流器は前記正側アーム電力回路の負側端子（BPx）から正側端子（APx）への方向を正符号とするアーム電流（I_{up}、I_{vp}、I_{wp}）を検出して正側アーム制御装置（24Px）と電力変換器制御装置（4）に分配出力し、前記負側変流器（23Nx）は前記負側アーム電力回路（21Nx）の正側端子（ANx）から負側端子（BNx）への方向を正符号とするアーム電流（I_{un}、I_{vn}、I_{wn}）を検出して負側アーム制御装置（24Nx）と前記電力変換器制御装置（4）に分配出力し、

前記正側アーム電力回路と前記負側アーム電力回路は各K個（Kは2以上の自然数）の2端子の単位変換器（3）を直列接続した構成で

あって、この単位変換器は上側自己消弧素子（31H）の正極をコンデンサ（32）の正極に接続し、前記上側自己消弧素子の負極を前記単位変換器の正側端子（C）と下側自己消弧素子（31L）の正極に分岐接続し、前記下側自己消弧素子の負極を前記コンデンサの負極と前記単位変換器の負側端子（D）に分岐接続し、前記上側自己消弧素子に逆並列接続した上側ダイオード（33H）と前記下側自己消弧素子に逆並列接続した下側ダイオード（33L）を備えたハーフブリッジ電力回路と、PWM変調により前記上側自己消弧素子および前記下側自己消弧素子のゲートパルス进行调整して所要の端子電圧出力するために設けた単位変換器補助回路からなり、この単位変換器補助回路は前記正側アーム制御装置および前記負側アーム制御装置からのゲート制御信号（GH、GL）をレベル変換してゲートパルス进行前記上側自己消弧素子および前記下側自己消弧素子のゲート端子に付勢出力し、前記コンデンサの電圧をレベル変換して前記正側アーム制御装置および前記負側アーム制御装置に信号出力し、

前記正側アーム制御装置は、前記電力変換器制御装置からのアーム電圧指令（ V_{rf_xp} ）と前記アーム電流（ I_{xp} ）を単位変換器電流（ $I_{b_xp}=I_{xp}$ ）として入力してK個の単位変換器毎に設けた単位変換器制御装置（8）に分配出力し、前記正側アーム電力回路からのK個のコンデンサ電圧信号の平均値（ V_{c_xp} ）を前記電力変換器制御装置と前記単位変換器制御装置とに分配出力し、

前記負側アーム制御装置は、前記電力変換器制御装置からのアーム電圧指令（ V_{rf_xn} ）と、前記アーム電流（ I_{xn} ）を符号反転した単位変換器電流（ $I_{b_xn}=-I_{xn}$ ）とを前記単位変換器制御装置に分配出力し、前記負側アーム電力回路からのK個のコンデンサ電圧信号の平均値（ V_{c_xn} ）を前記電力変換器制御装置と前記単位変換器制御装置に分配出力し、

yを正負（p、n）代表表記した前記単位変換器制御装置は前記ア

ーム電圧指令を $1/K$ 倍して単位変換器電圧指令とし、 k を各段 (1、2、…、 K) 代表表記したコンデンサ電圧信号 ($V_{c_xy_k}$) とコンデンサ平均電圧信号 (V_{c_xy}) を突き合わせして前記単位変換器電流の符号 (SGN) に応じて変調率を補正して前記単位変換器電圧指令に付勢して変調率指令 ($\alpha_{rf_xy_k}$) とし、この変調率指令と搬送波を突き合わせて PWM 変調して前記上側自己消弧素子へのゲート制御指令 (GH_{xy_k}) と前記下側自己消弧素子へのゲート制御指令 (GL_{xy_k}) を出力し、

前記電力変換器制御装置は、前記アーム電流 (I_{up} 、 I_{vp} 、 I_{wp} 、 I_{un} 、 I_{vn} 、 I_{wn}) から、前記中間端子に流れ込む交流電流 ($I_u = I_{up} + I_{un}$ 、 $I_v = I_{vp} + I_{vn}$ 、 $I_w = I_{wp} + I_{wn}$) と、前記レグ回路の負側端子 (N_x) から正側端子 (P_x) への貫通電流 $\{I_{cu} = 1/2 (I_{up} - I_{un})$ 、 $I_{cv} = 1/2 (I_{vp} - I_{vn})$ 、 $I_{cw} = 1/2 (I_{wp} - I_{wn})\}$ とを演算出力し、前記交流電流を 3 相 2 相変換して有効電力成分 (I_{aq}) と無効電力成分 (I_{ad}) とを演算出力し、前記貫通電流を入力して 0 相を含む 3 相 3 相正変換し、この 0 相電流から、前記正側端子から流出する直流電流 (I_{dc}) を演算出力し、残る 2 相はモジュラー・マルチレベル電力変換器内部を循環する循環電流 ($I_{c\alpha}$ 、 $I_{c\beta}$) あるいは (I_{cd} 、 I_{cq}) として演算出力し、前記交流電流の前記有効電力成分および前記無効電力成分を 2 相交流電流指令値 (I_{rf_aq} 、 I_{rf_ad}) と突き合わせ演算した結果を 2 相 3 相逆変換して第 1 の電圧指令 (V_{rf_au} 、 V_{rf_av} 、 V_{rf_aw}) として出力し、前記直流電流を直流電流指令値 (I_{rf_dc}) と突き合わせ演算した結果を 3 分岐して第 2 の電圧指令 (V_{rf_du} 、 V_{rf_dv} 、 V_{rf_dw}) として出力し、前記循環電流を 2 相循環電流指令値 ($I_{rf_c\alpha}$ 、 $I_{rf_c\beta}$) あるいは (I_{rf_cq} 、 I_{rf_cd}) と突き合わせ演算した結果を 2 相 3 相逆変換して第 3 の電圧指令 (V_{rf_cu} 、 V_{rf_cv} 、 V_{rf_cw}) として出力し、前記第 1、第 2、第 3 の電圧指令を各相独立に付勢して前記正側アーム制御装置へのアーム電圧指令 (V_{rf_xp}

= $V_{rf_ax}+V_{rf_dx}+V_{rf_cx}$) として出力し、前記第 1 の電圧指令を符号反転して第 2、第 3 の電圧指令を相毎に付勢して前記負側アーム制御装置 (24Nx) へのアーム電圧指令 ($V_{rf_xn}=-V_{rf_ax}+V_{rf_dx}+V_{rf_cx}$) を出力するモジュラー・マルチレベル電力変換器において、

前記正側アーム制御装置からのコンデンサ平均電圧信号 (V_{c_up} 、 V_{c_vp} 、 V_{c_wp}) と前記負側アーム制御装置からのコンデンサ平均電圧信号 (V_{c_un} 、 V_{c_vn} 、 V_{c_wn}) とを入力して全アームコンデンサ平均電圧 $\{V_{c_ave}=1/6 (V_{c_up}+V_{c_vp}+V_{c_wp}+V_{c_un}+V_{c_vn}+V_{c_wn})\}$ を演算出力し、この全アームコンデンサ平均電圧をコンデンサ電圧指令 (V_{crf}) と突き合わせ演算した結果を前記交流電流の有効電力成分指令値 (I_{rf_aq}) とする電力変換器制御装置 (4) と、

前記単位変換器電流が正符号の設定値 (I_{b_s}) を上回る期間は前記変調率指令に関わらずに前記下側自己消弧素子へのゲート制御指令 (GL_{xy_k}) を付勢して前記上側自己消弧素子へのゲート制御指令を消弧し、前記単位変換器電流が負符号の設定値 ($-I_{b_s}$) を下回る期間は前記変調率指令に関わらずに前記上側自己消弧素子へのゲート制御指令 (GH_{xy_k}) を付勢して前記下側自己消弧素子へのゲート制御指令を消弧する単位変換器制御装置 (8) と、

を備えたことを特徴とするモジュラー・マルチレベル電力変換器。

[請求項2]

請求項 1 に記載のモジュラー・マルチレベル電力変換器において、前記 6 個のコンデンサ平均電圧信号 (V_{c_up} 、 V_{c_vp} 、 V_{c_wp} 、 V_{c_un} 、 V_{c_vn} 、 V_{c_wn}) から、各相の正側アームと負側アームコンデンサの正負間差電圧 ($V_{c_pnu}=V_{c_up}-V_{c_un}$ 、 $V_{c_pnv}=V_{c_vp}-V_{c_vn}$ 、 $V_{c_pnw}=V_{c_wp}-V_{c_wn}$) を出力し、この正負間差電圧 (V_{c_pnu} 、 V_{c_pvn} 、 V_{c_pnw}) を入力して比例または比例積分演算して前記 2 相循環電流指令値 ($I_{rf_c\alpha}$ 、 $I_{rf_c\beta}$) あるいは (I_{rf_cq} 、 I_{rf_cd}) を出力する正負間平衡制御装置 (11) と、

前記 6 個のコンデンサ平均電圧信号と前記全アームコンデンサ平均

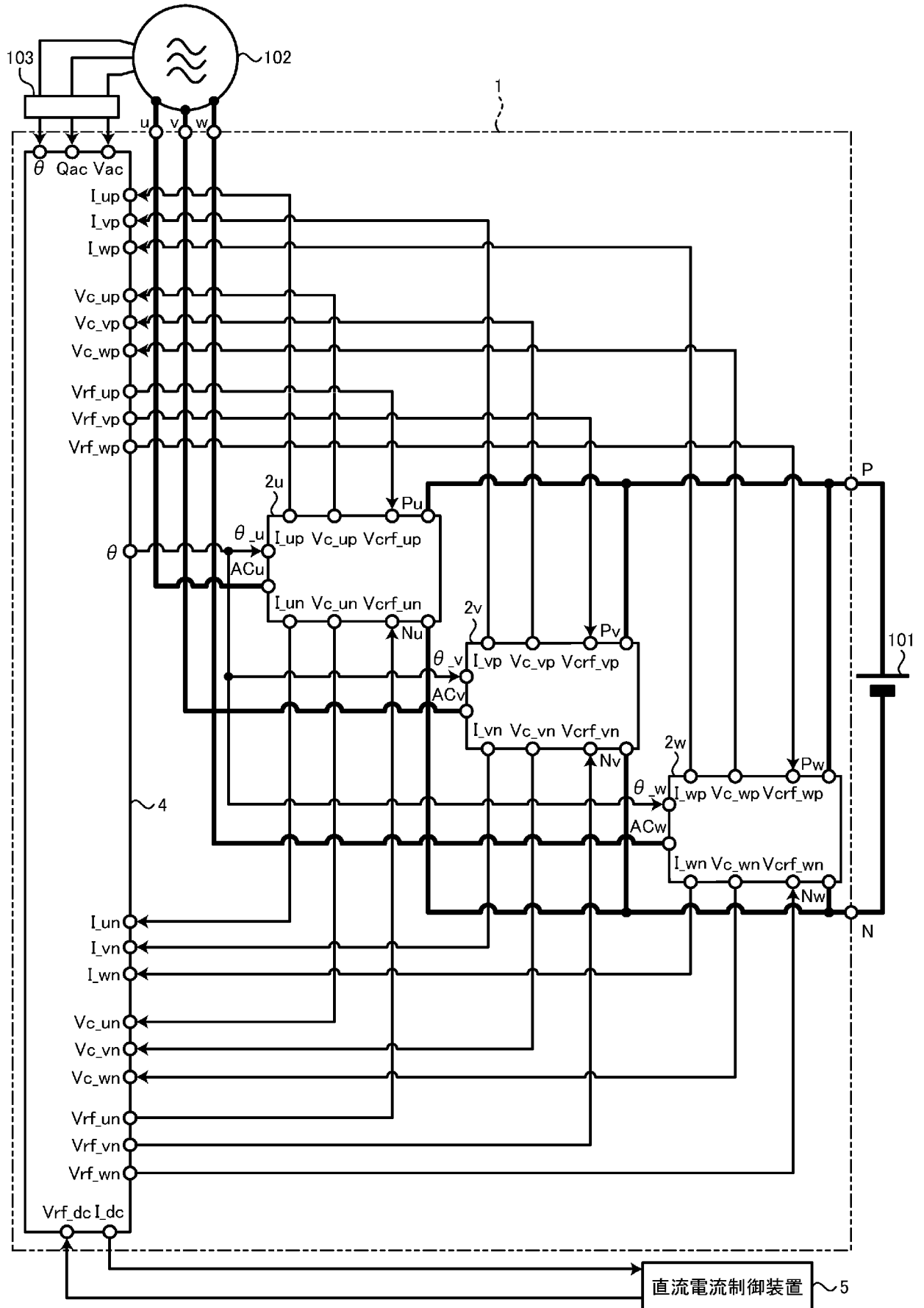
電圧 (V_{c_ave}) から、各相レグを構成する正側および負側アーム電力回路のコンデンサ平均電圧と前記全アームコンデンサ平均電圧 (V_{c_ave}) の差からレグ間コンデンサ電圧不平衡 $\{V_{c_bu}=1/2 (V_{c_up}+V_{c_un}) -V_{c_ave}$ 、 $V_{c_bv}=1/2 (V_{c_vp}+V_{c_vn}) -V_{c_ave}$ 、 $V_{c_bw}=1/2 (V_{c_wp}+V_{c_wn}) -V_{c_ave}\}$ を演算出力し、このレグ間コンデンサ電圧不平衡 (V_{c_bu} 、 V_{c_bv} 、 V_{c_bw}) を入力して各相独立に比例または比例積分または比例微分演算して第4の電圧指令 (V_{rf_bu} 、 V_{rf_bv} 、 V_{rf_bw}) を演算出力し、この第4の電圧指令を前記第1から第3の電圧指令に付勢して前記正側アーム制御装置へのアーム電圧指令 (V_{rf_up} 、 V_{rf_vp} 、 V_{rf_wp}) および前記負側アーム制御装置 ($24N \times$) へのアーム電圧指令 (V_{rf_un} 、 V_{rf_vn} 、 V_{rf_wn}) を出力する電力変換器制御装置 (4) と、

を備えたことを特徴とするモジュラー・マルチレベル電力変換器。

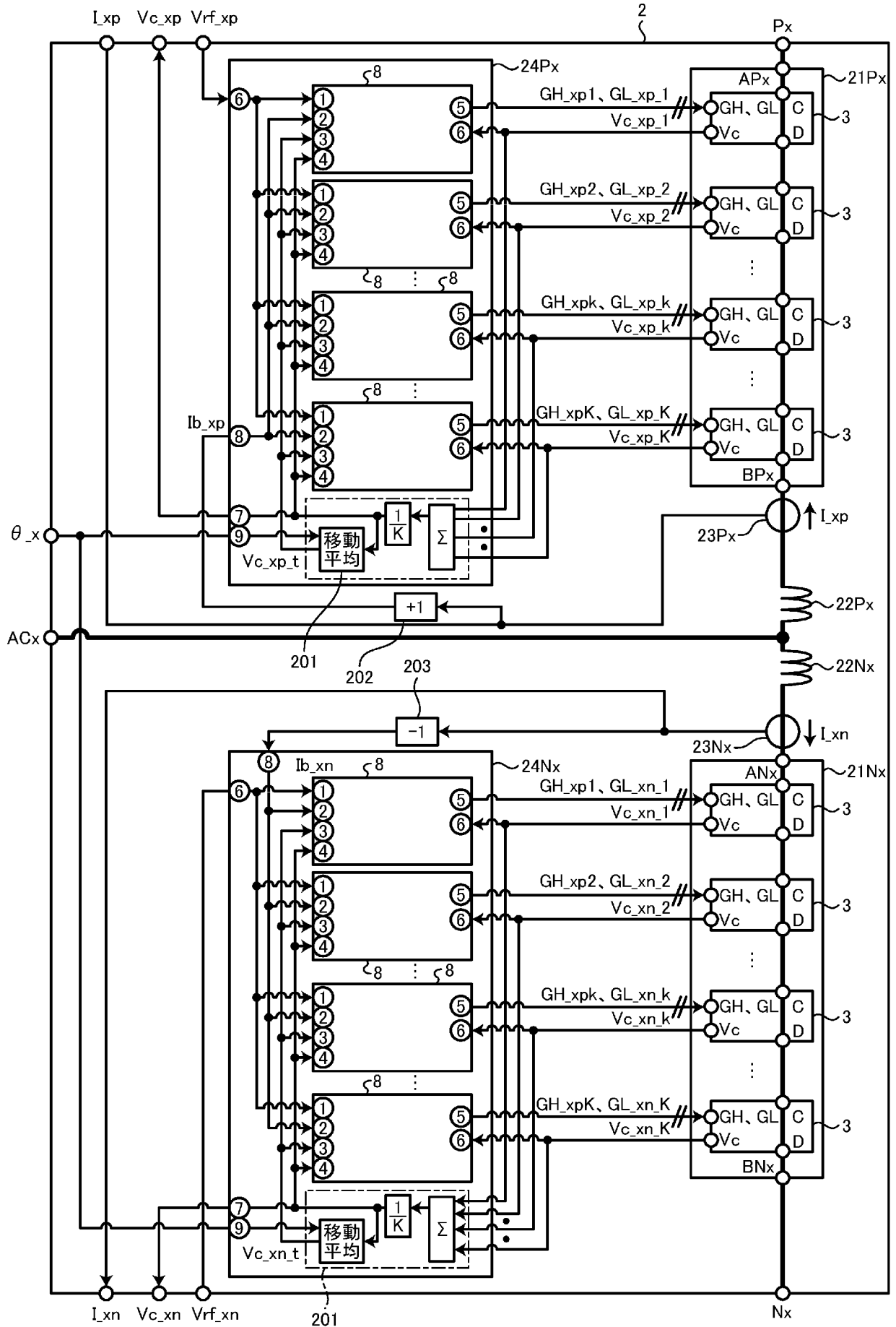
[請求項3]

請求項1または請求項2に記載のモジュラー・マルチレベル電力変換器において、前記3端子レグ回路毎に設けた前記正側誘導素子と前記負側誘導素子を各相毎に同心円状に巻きまわして鉄芯磁気回路を共有し、前記貫通電流で鉄芯磁気回路を増磁し、前記交流電流で鉄芯磁気回路を減磁する巻線構成を有する誘導素子を備えたことを特徴とするモジュラー・マルチレベル電力変換器。

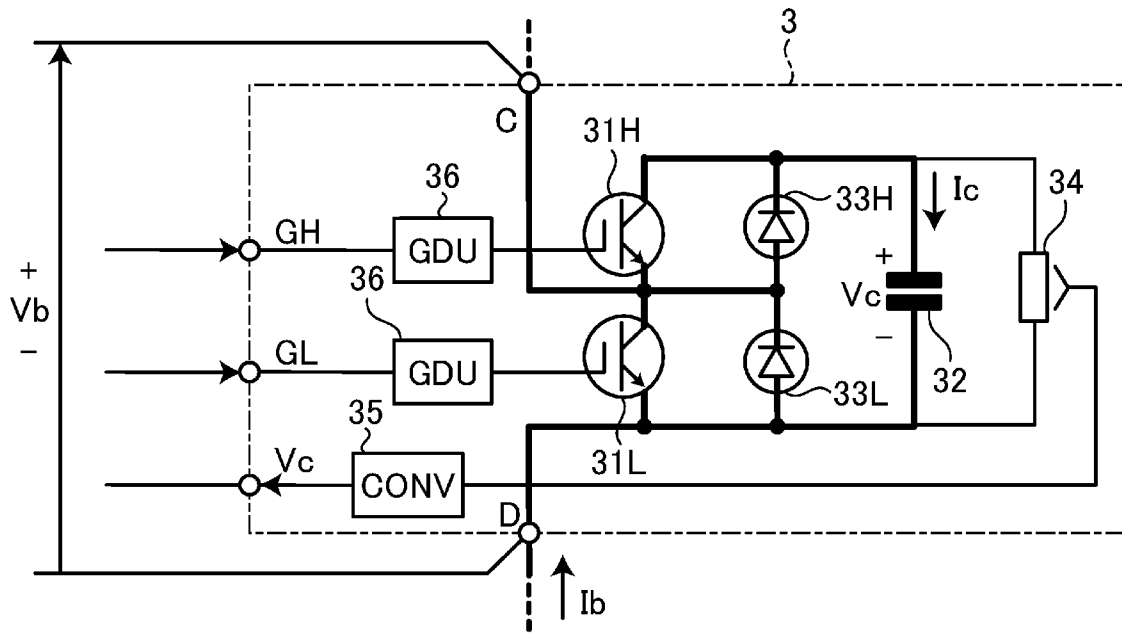
[図1]



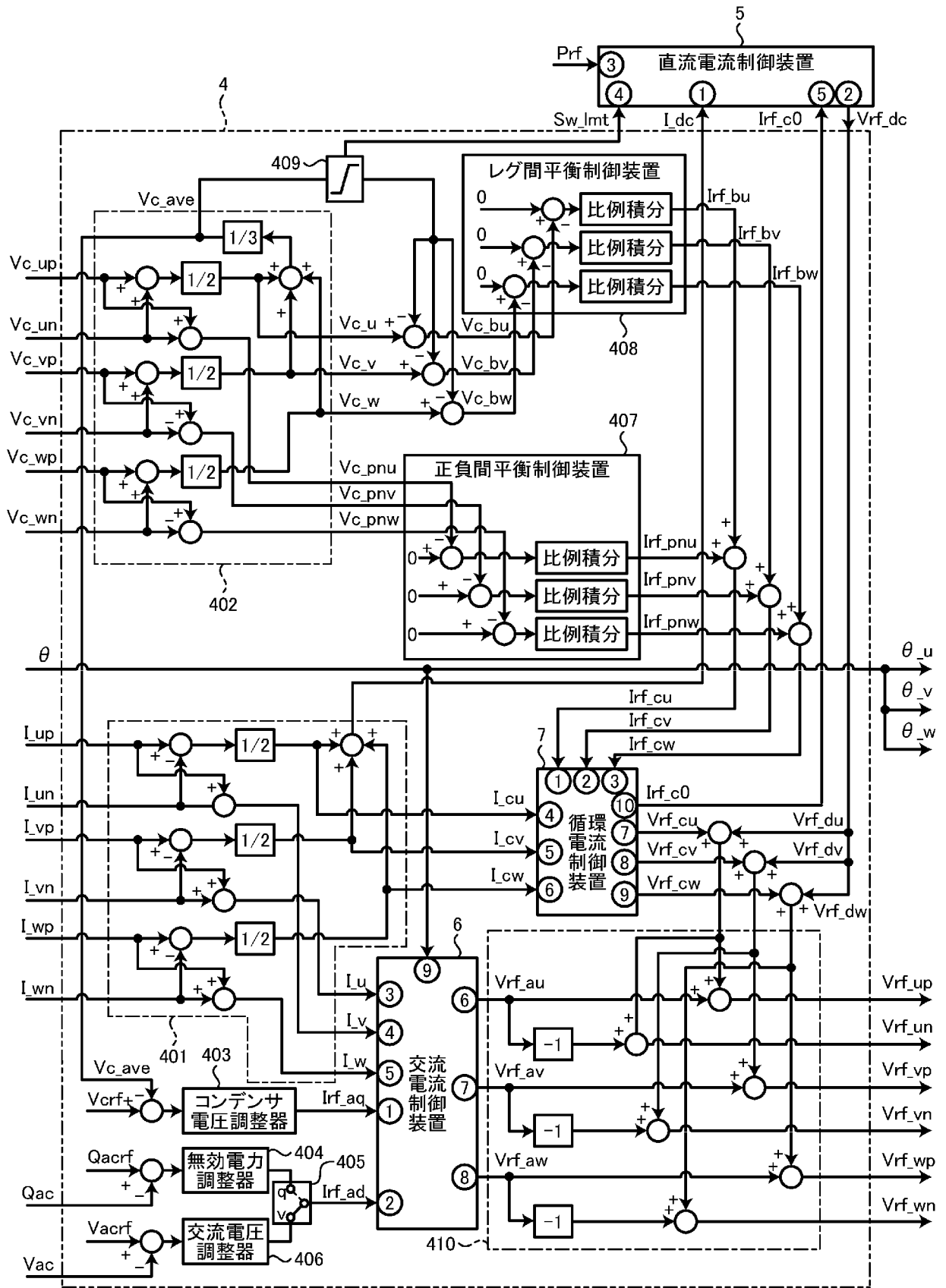
[図2]



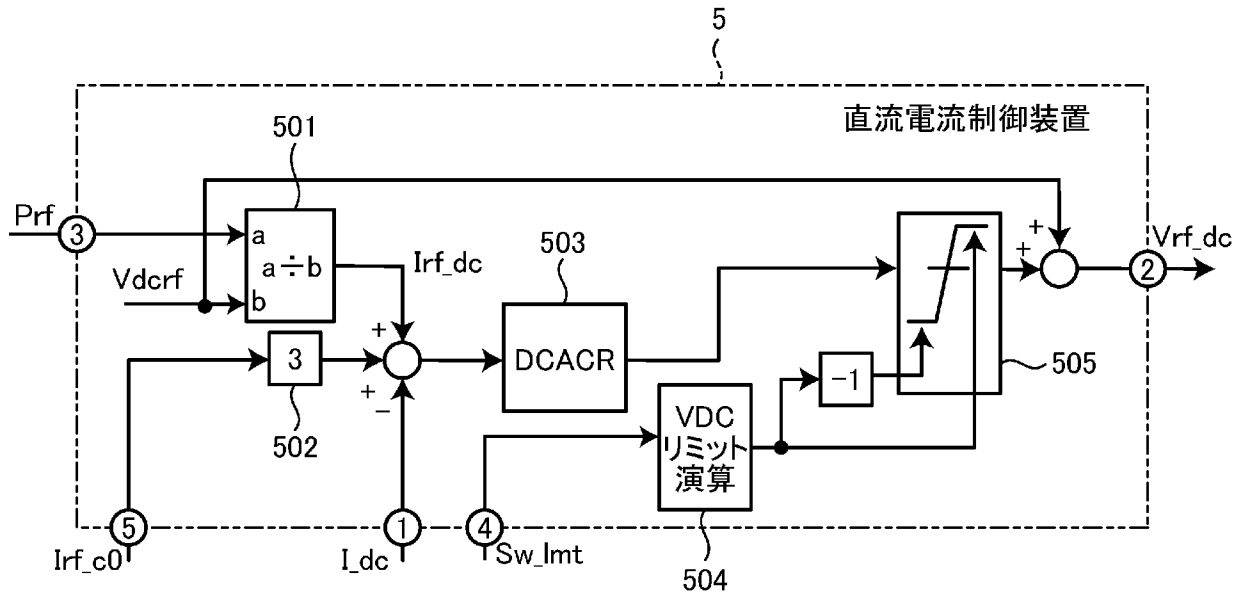
[図3]



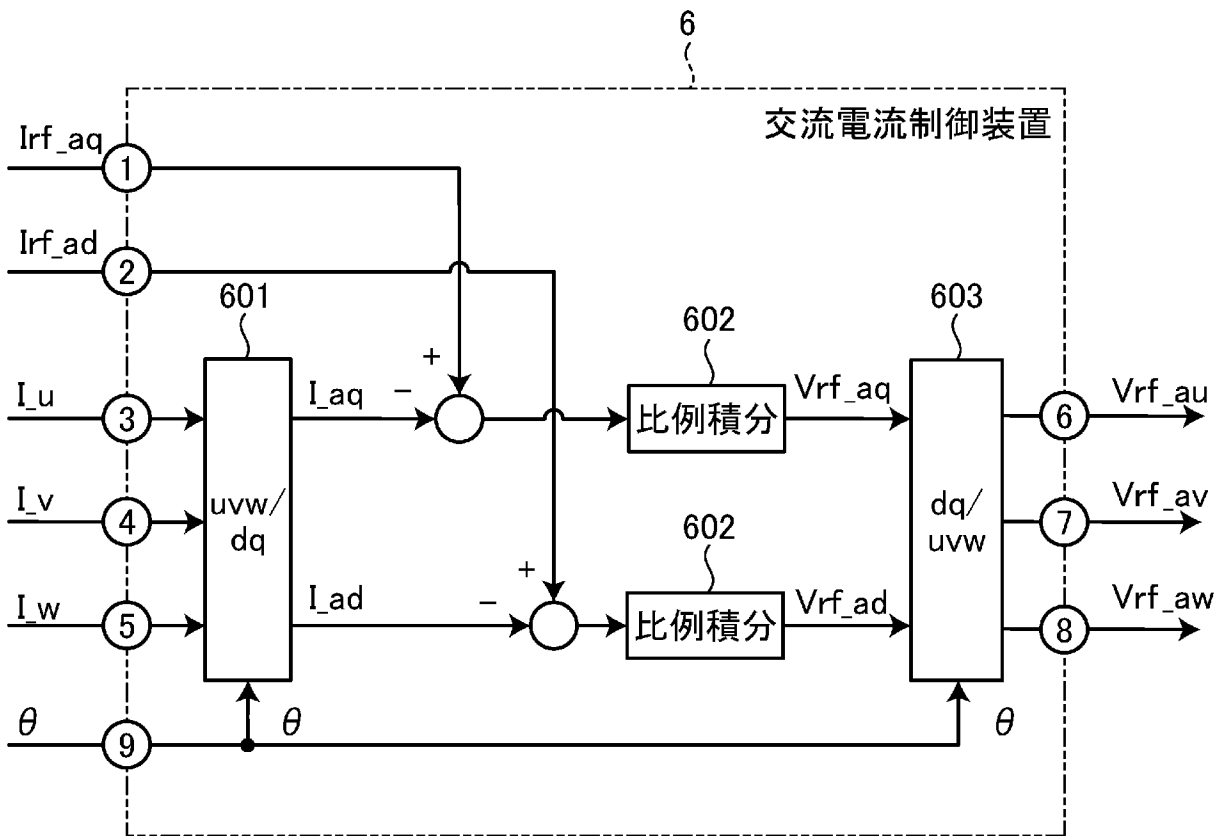
[図4]



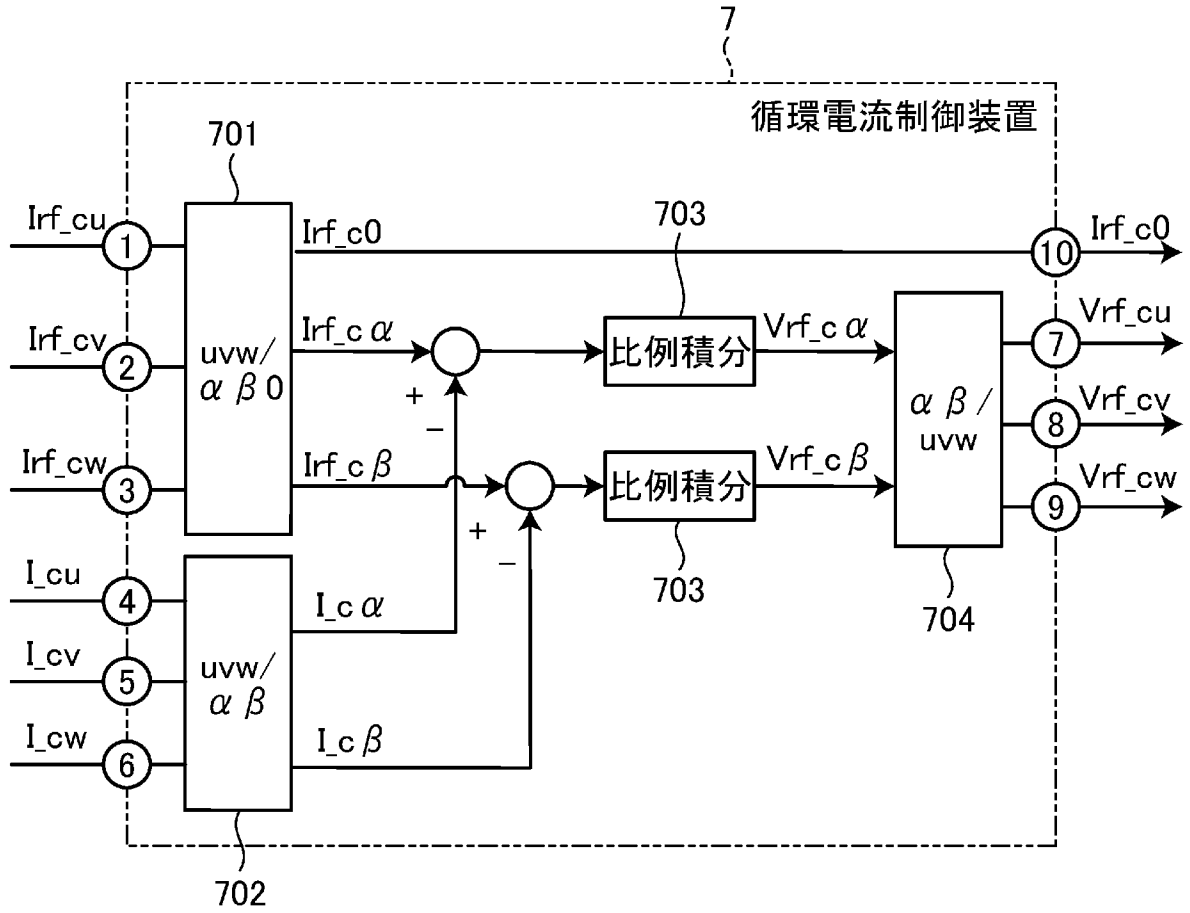
[図5]



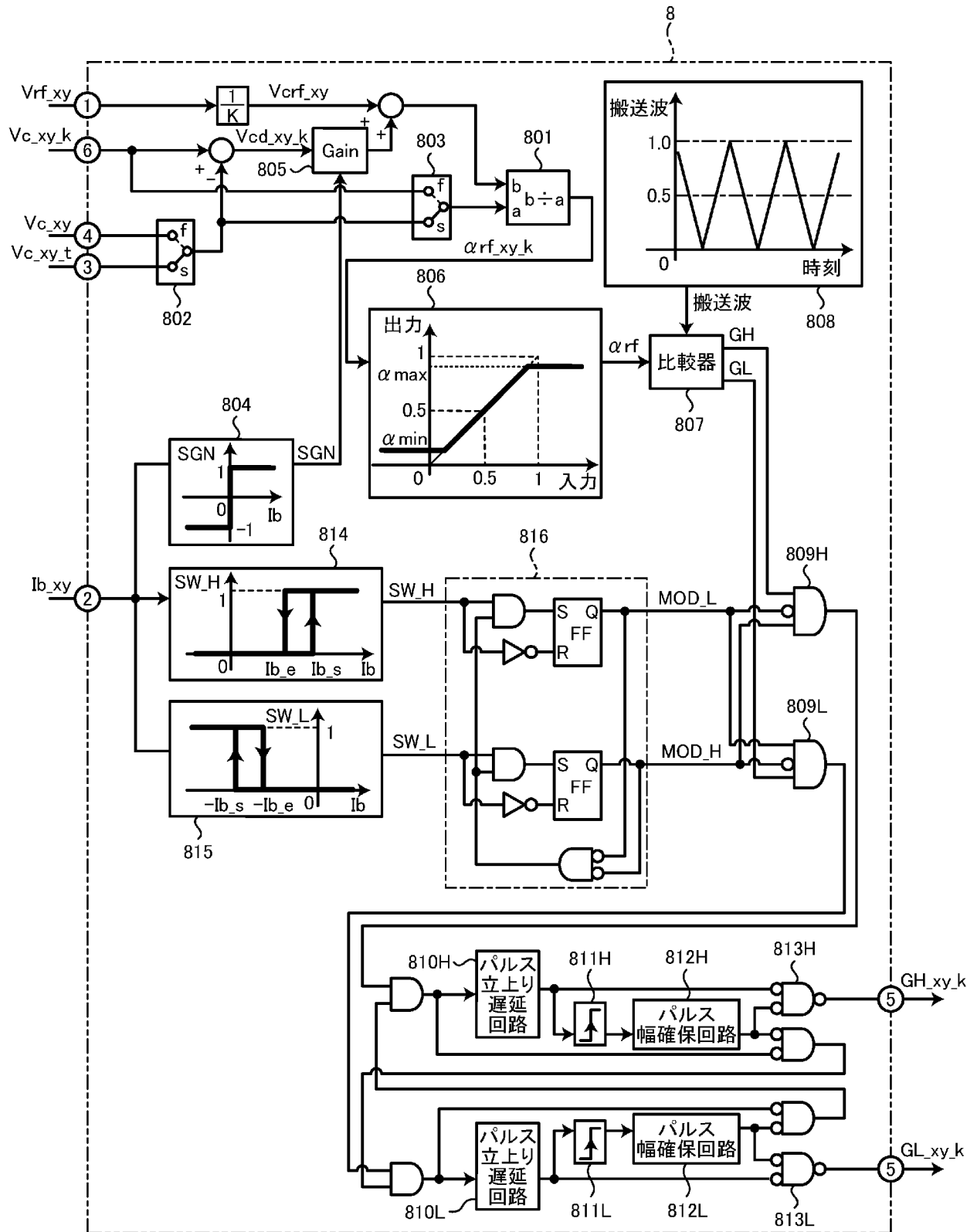
[図6]



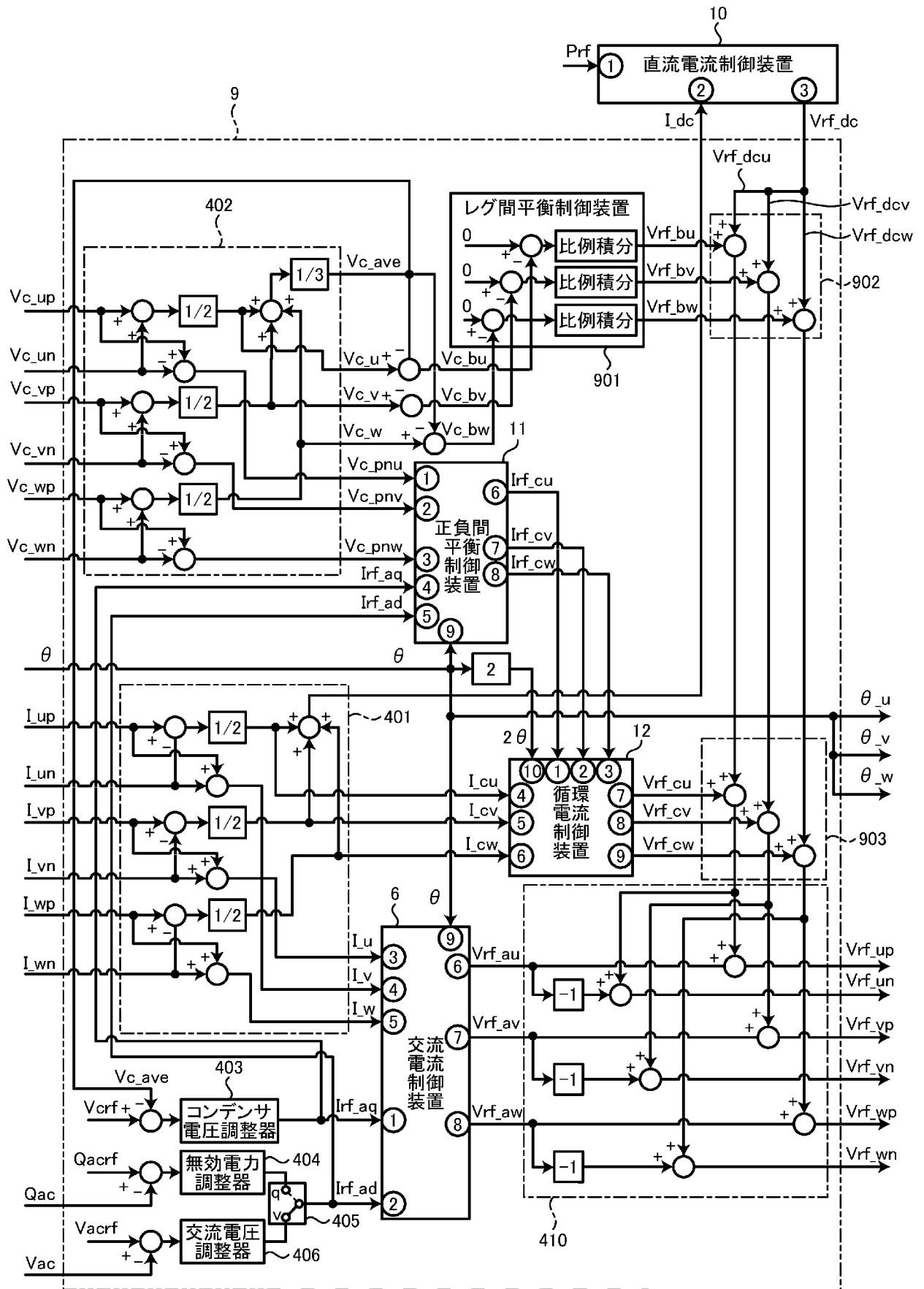
[圖7]



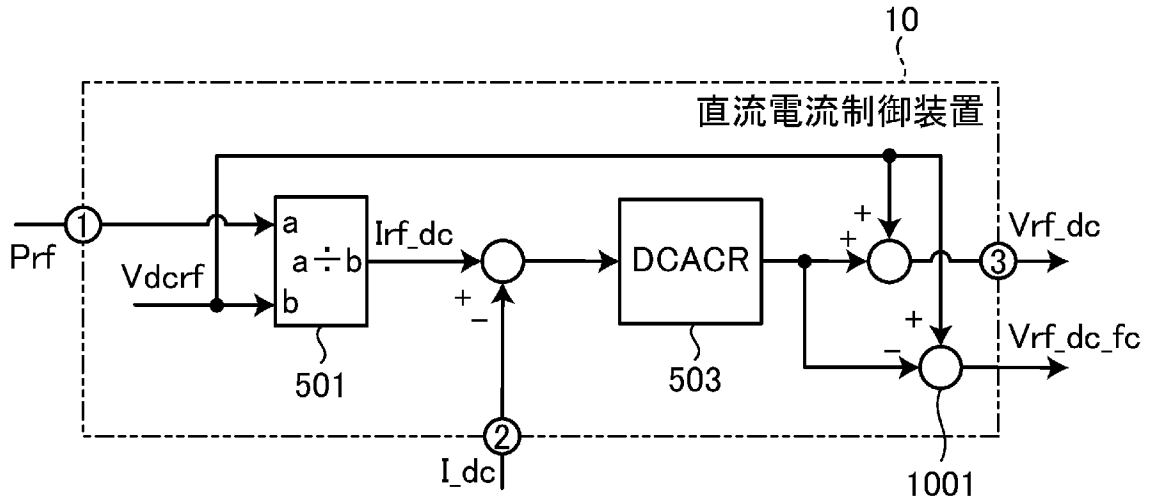
[図8]



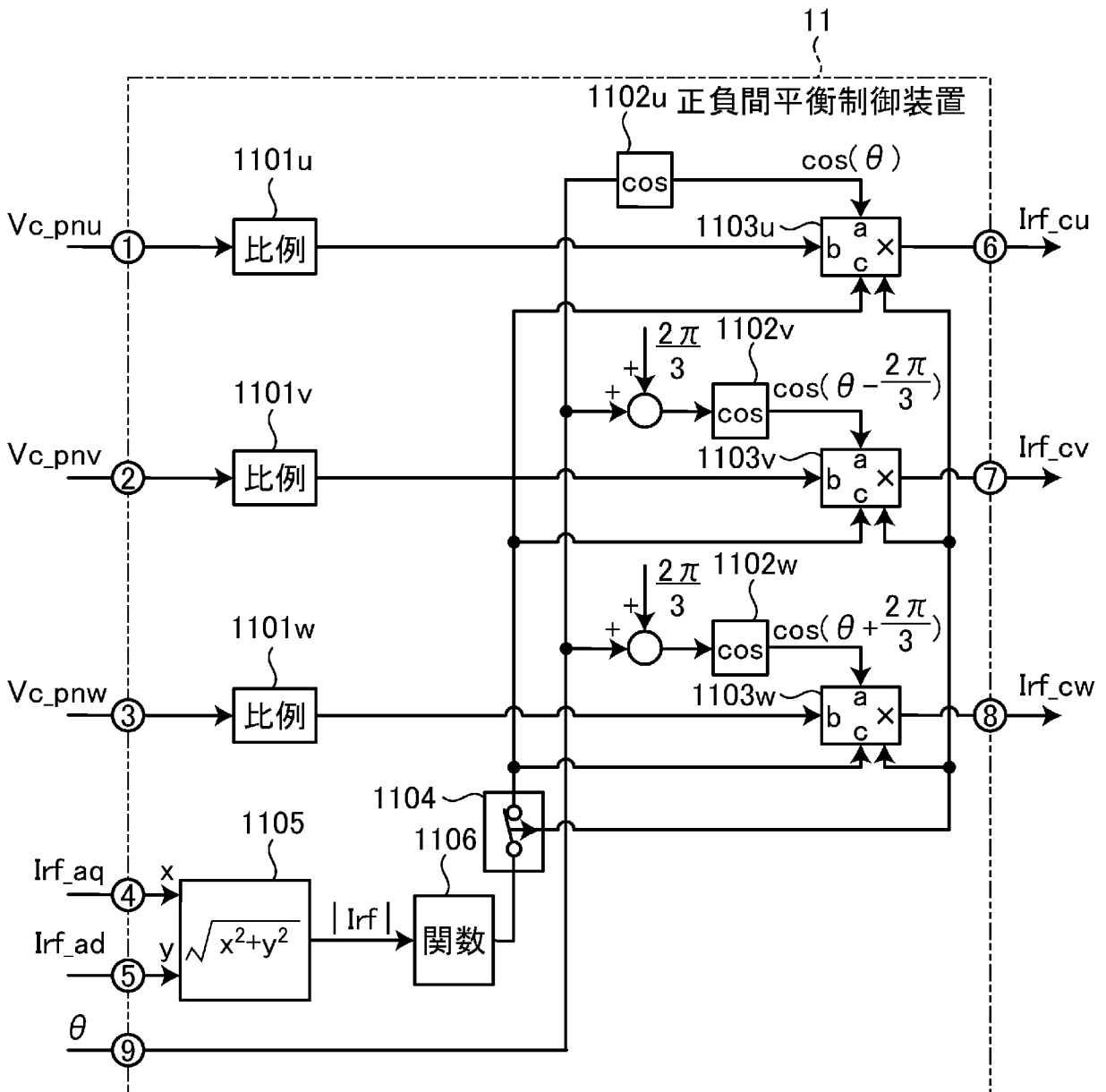
[図9]



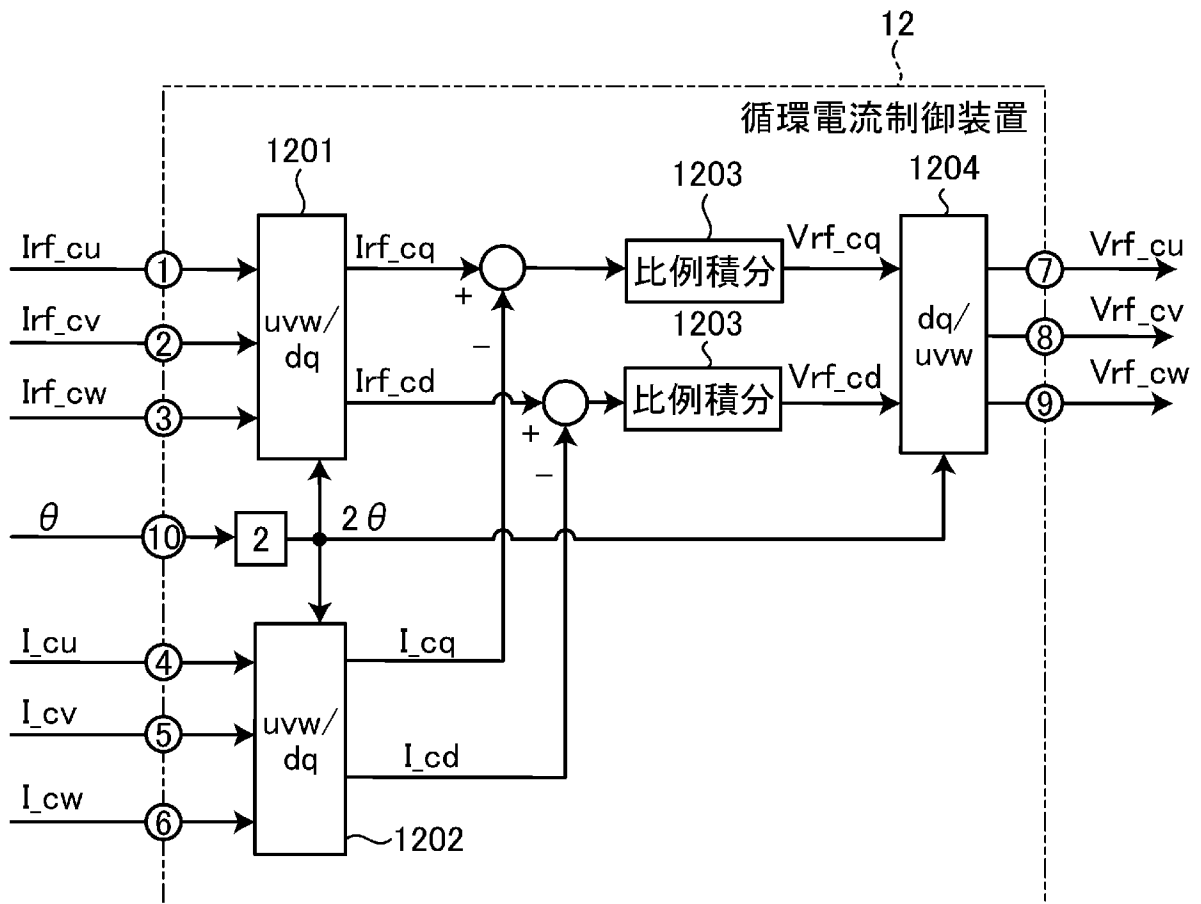
[図10]



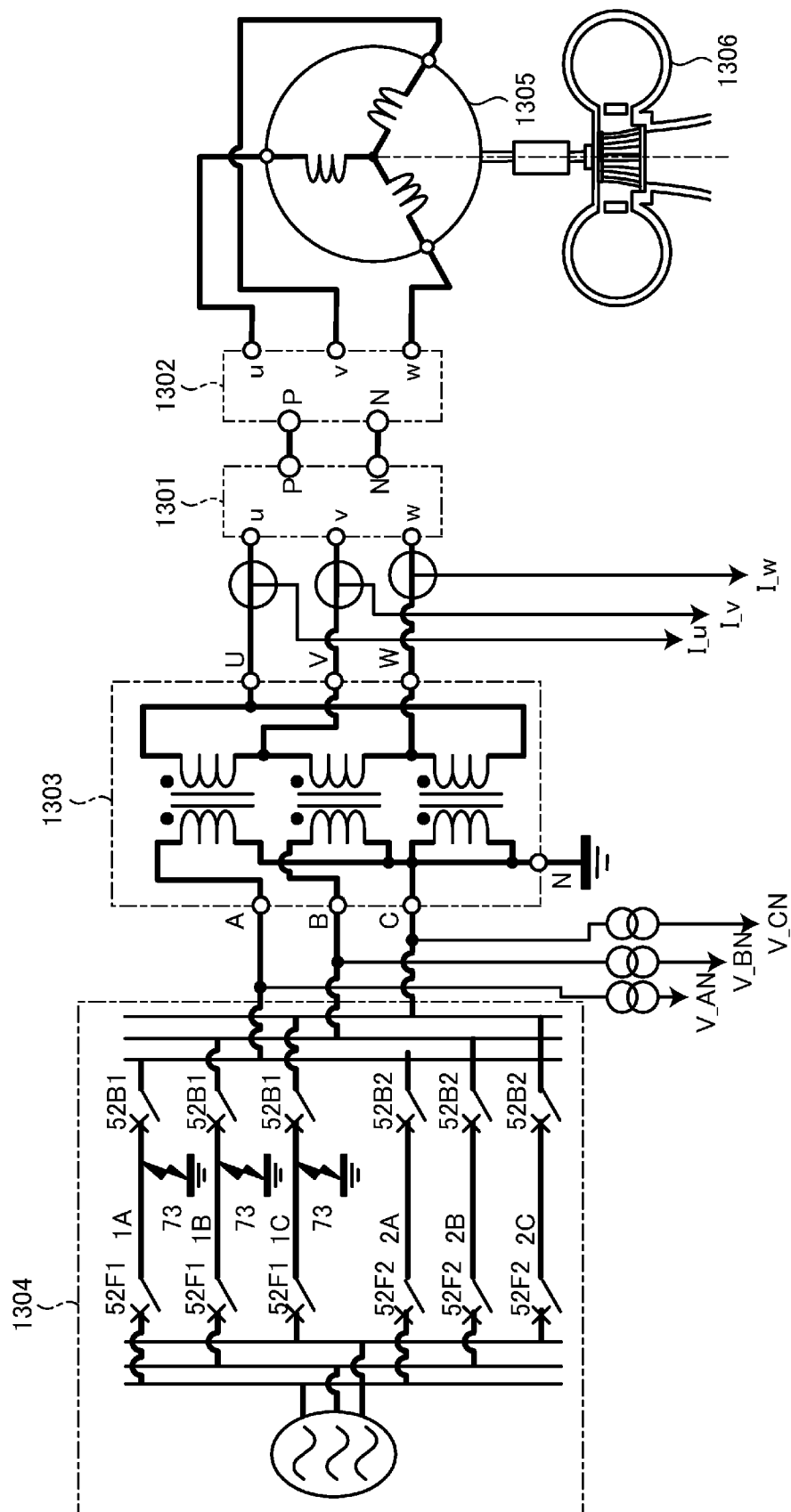
[図11]



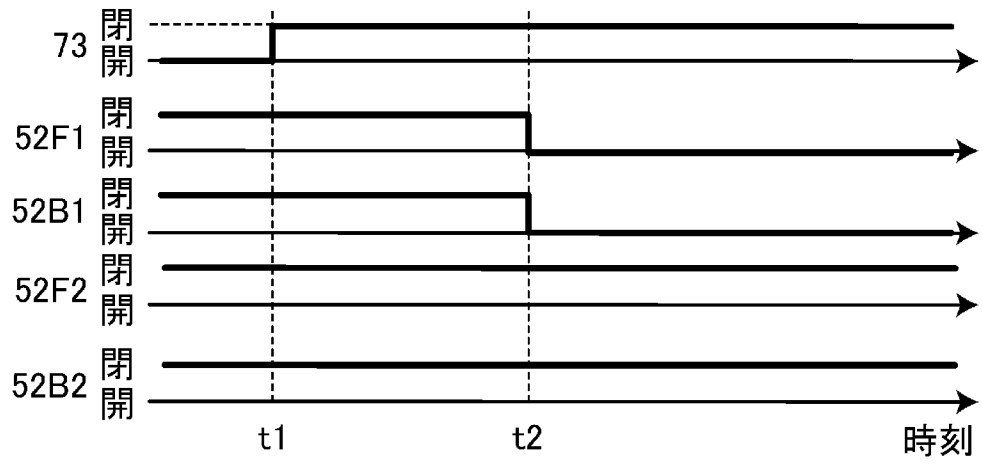
[圖12]



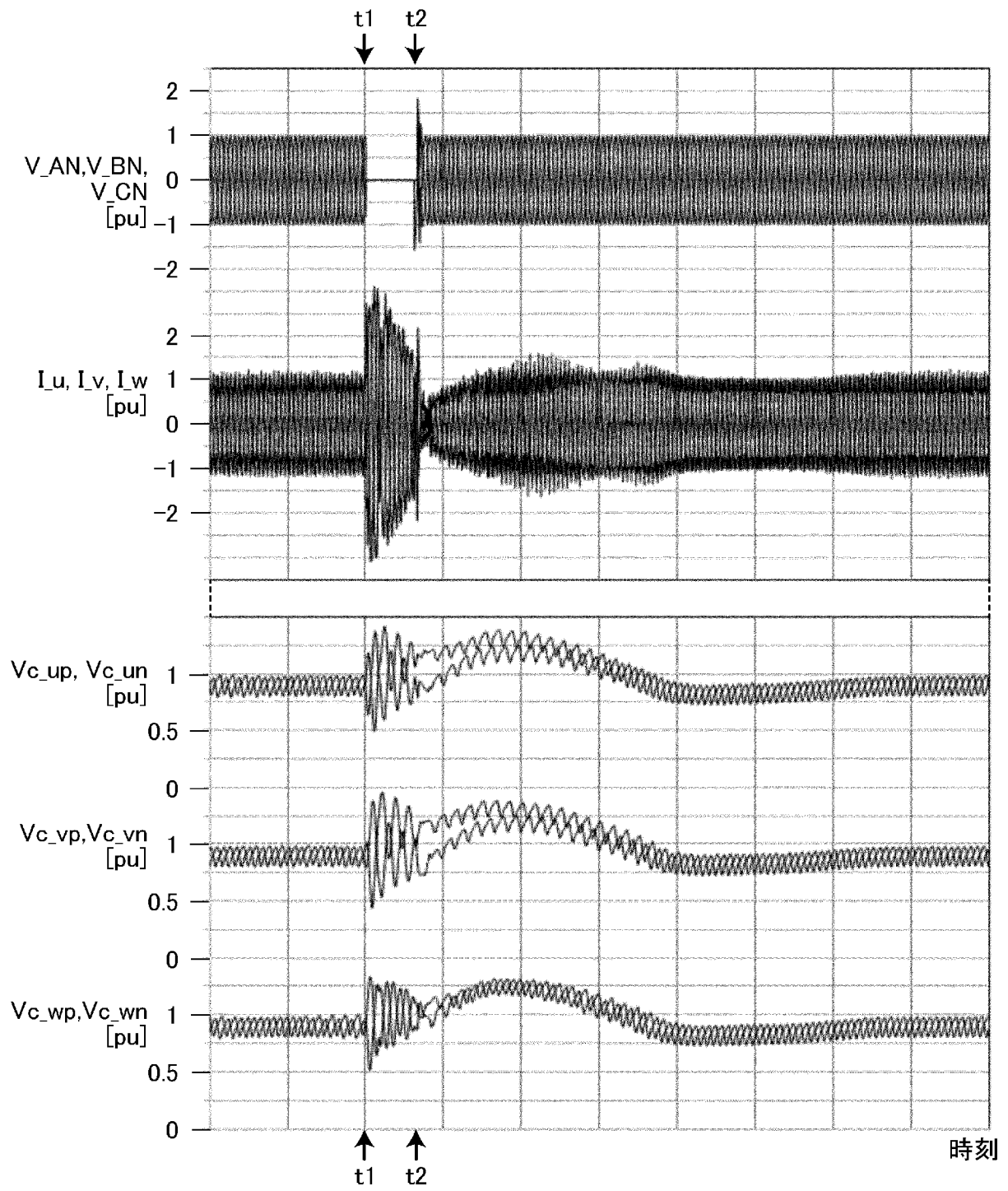
[図13]



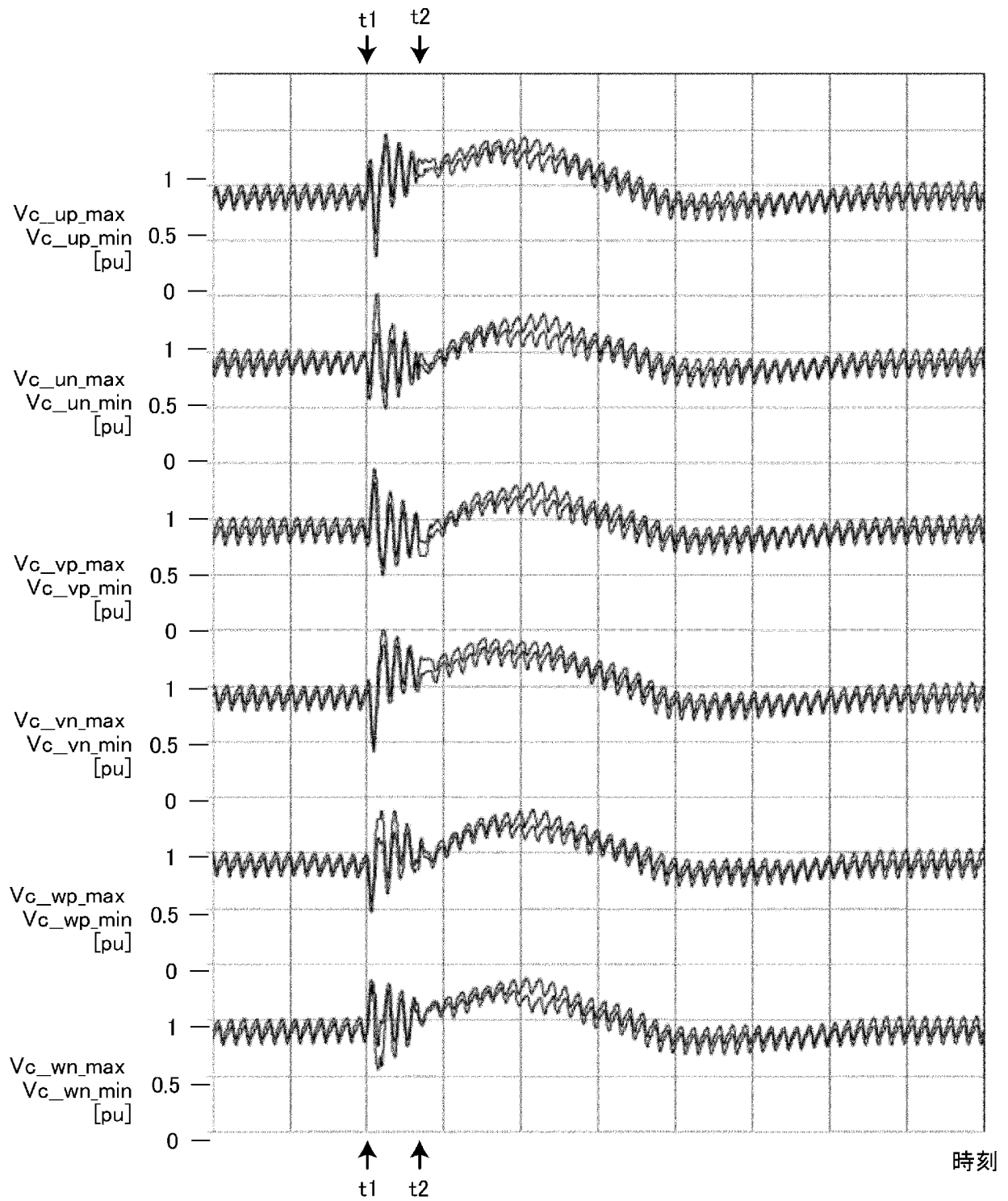
[図14]



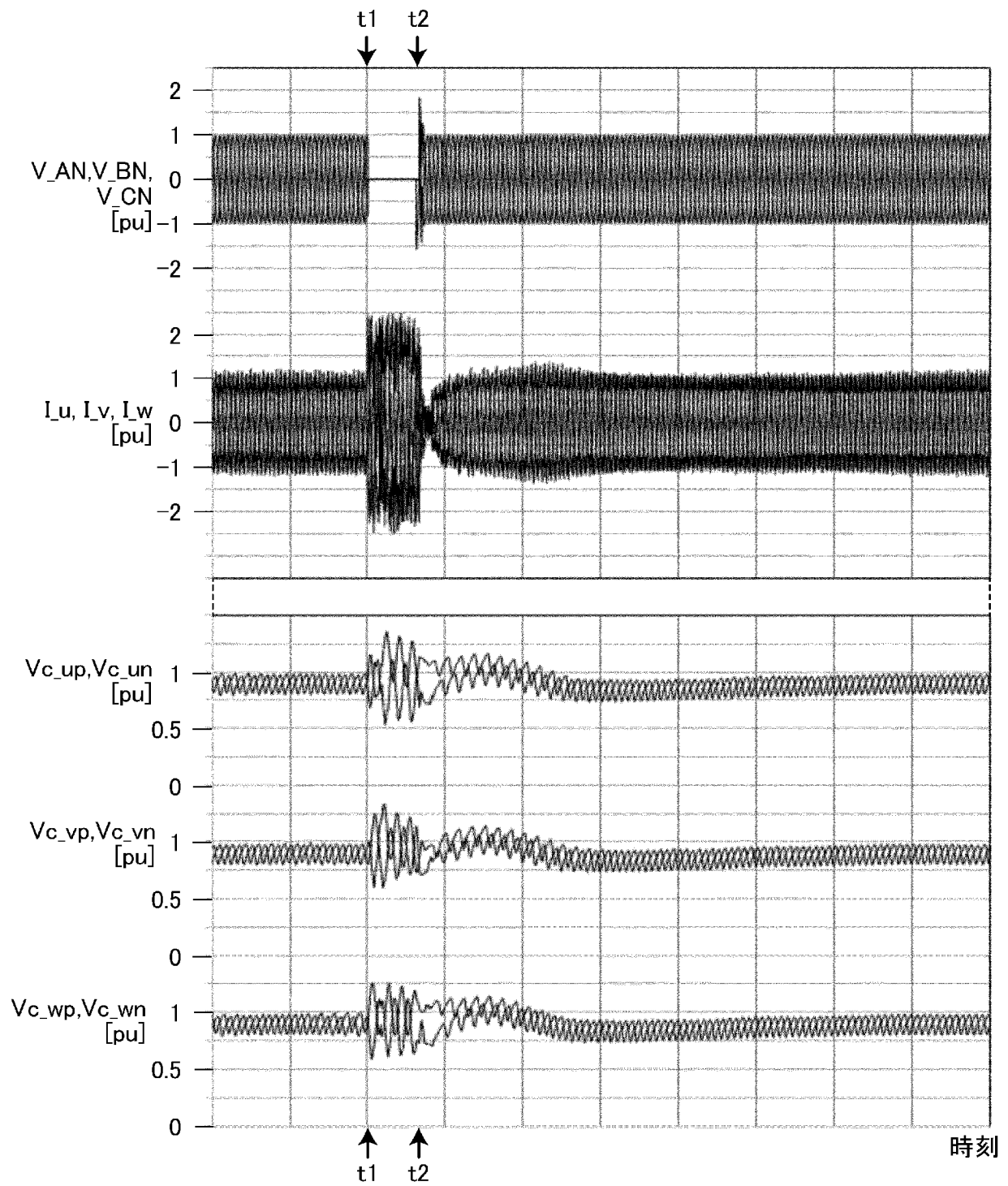
[図15]



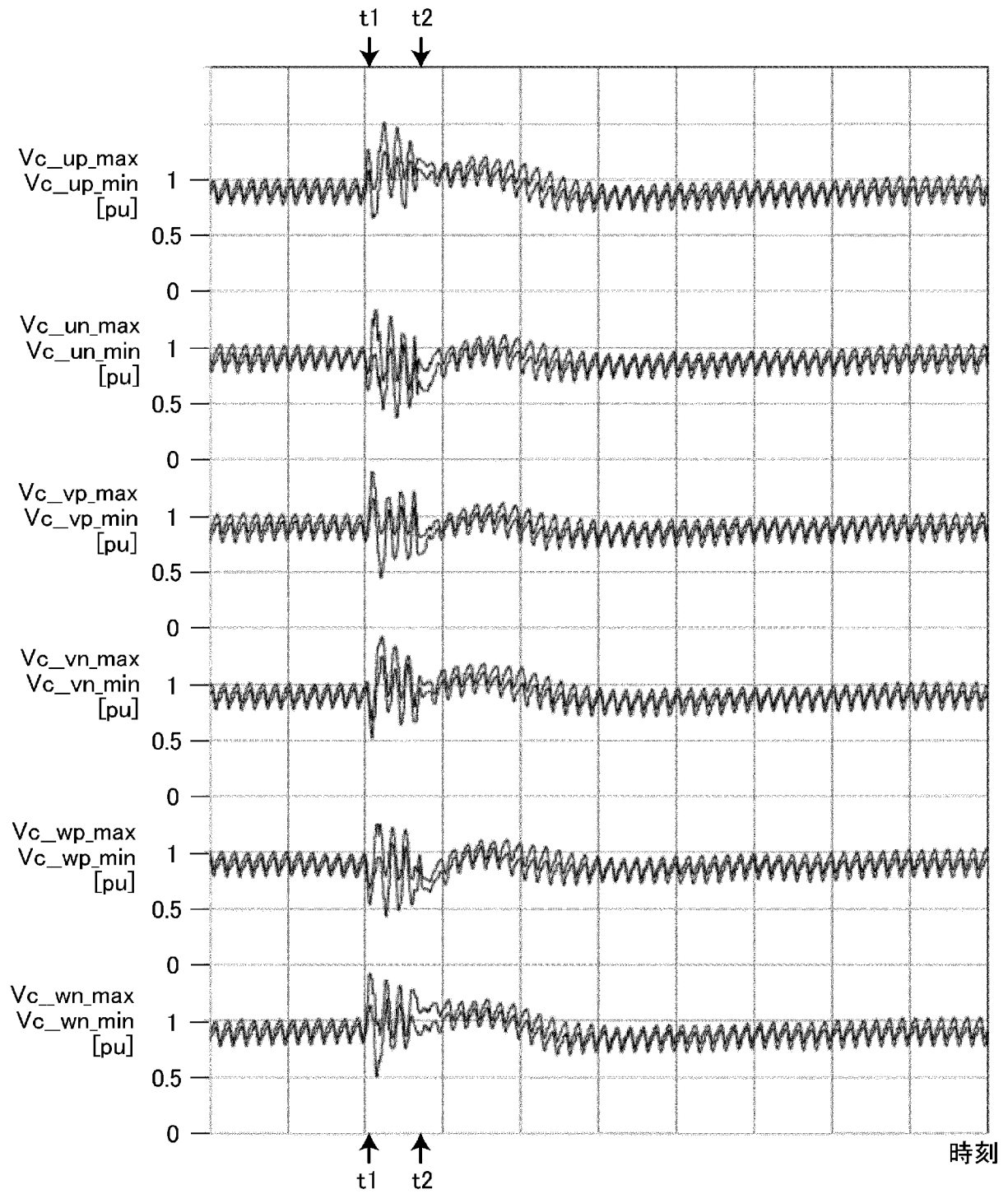
[図16]



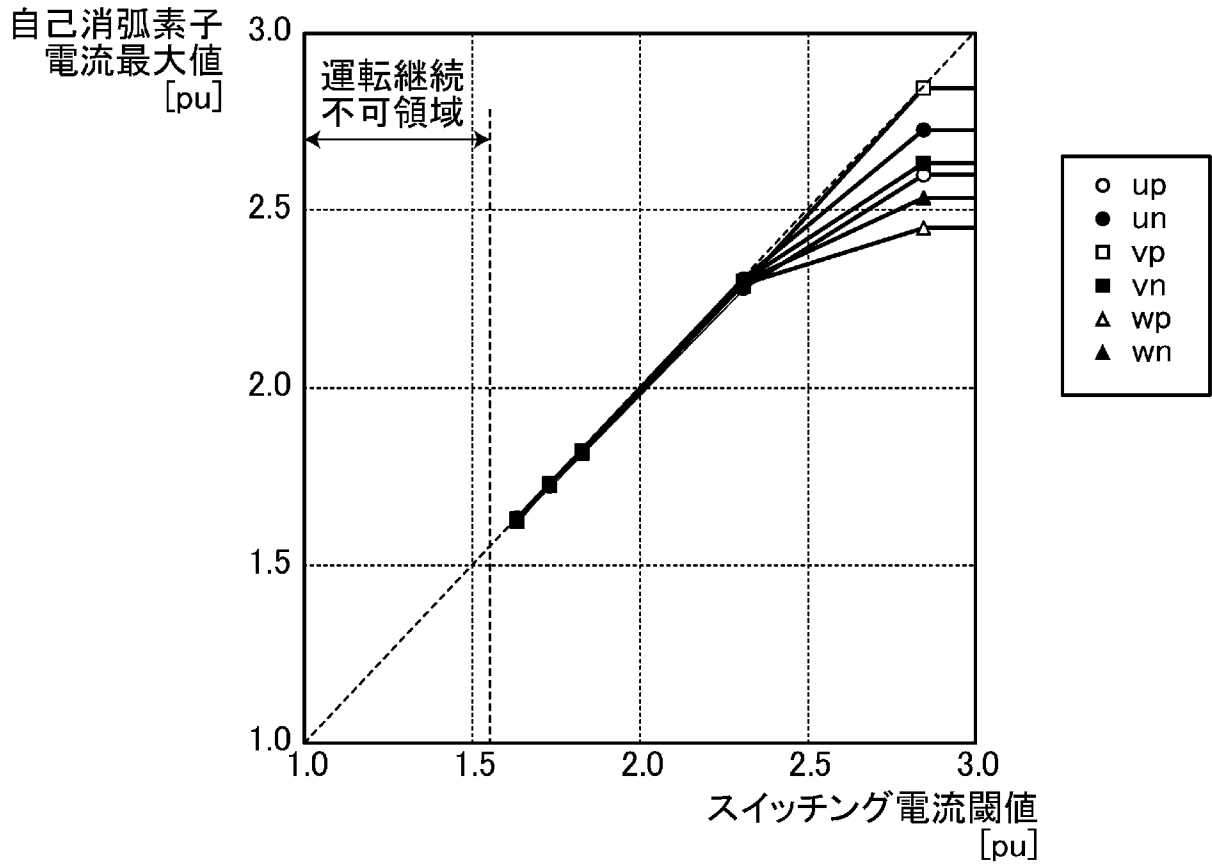
[図17]



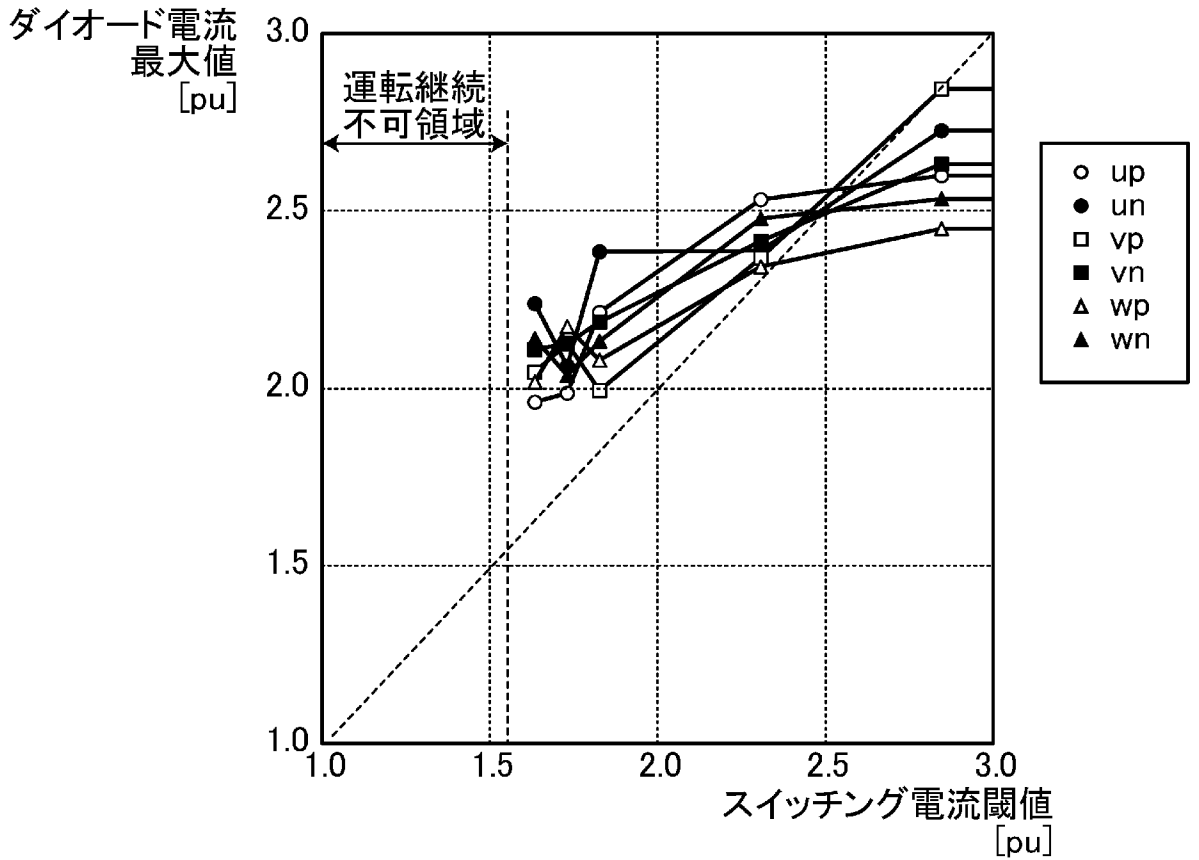
[図18]



[図19]

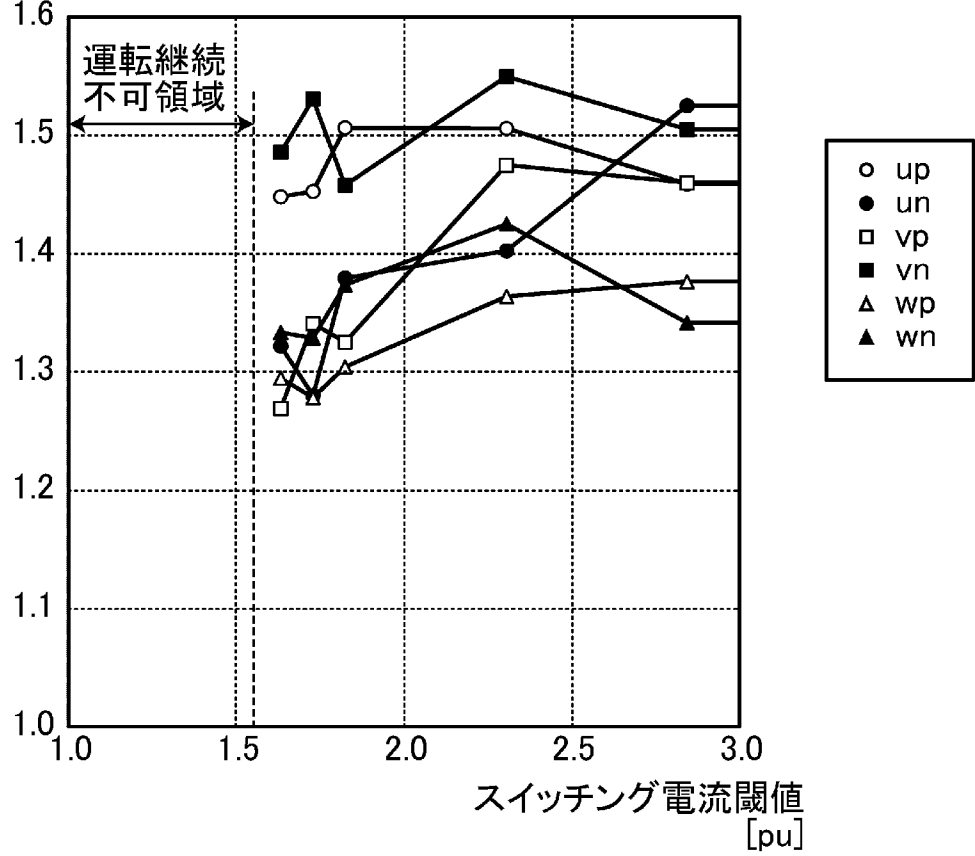


[図20]



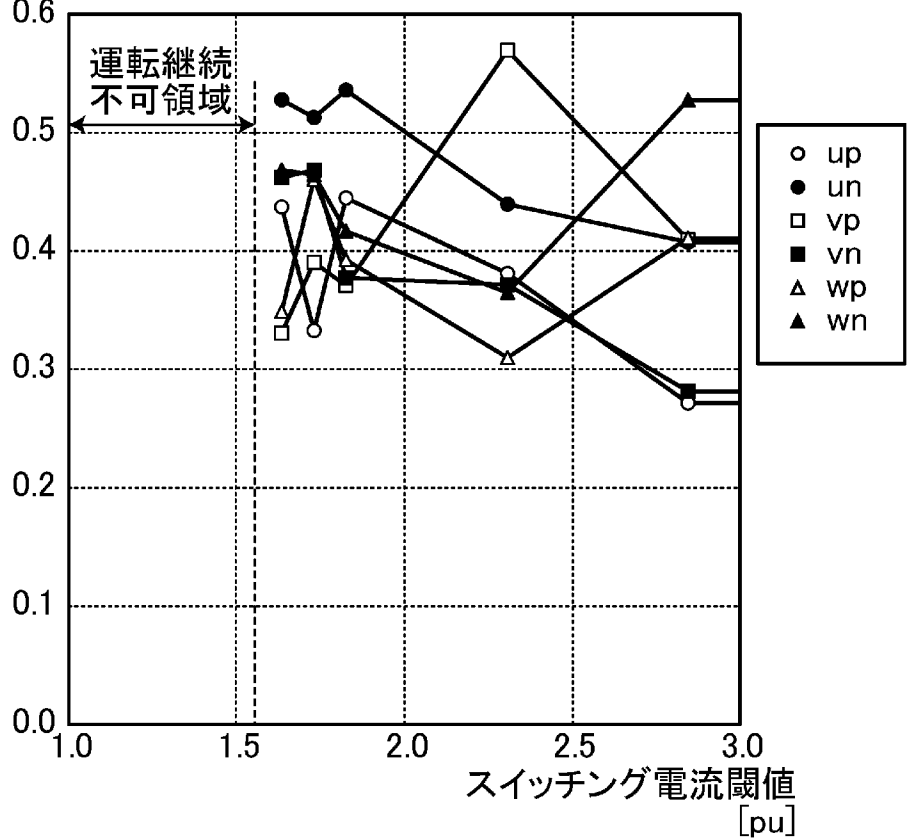
[図21]

コンデンサ
電圧最大値
[pu]

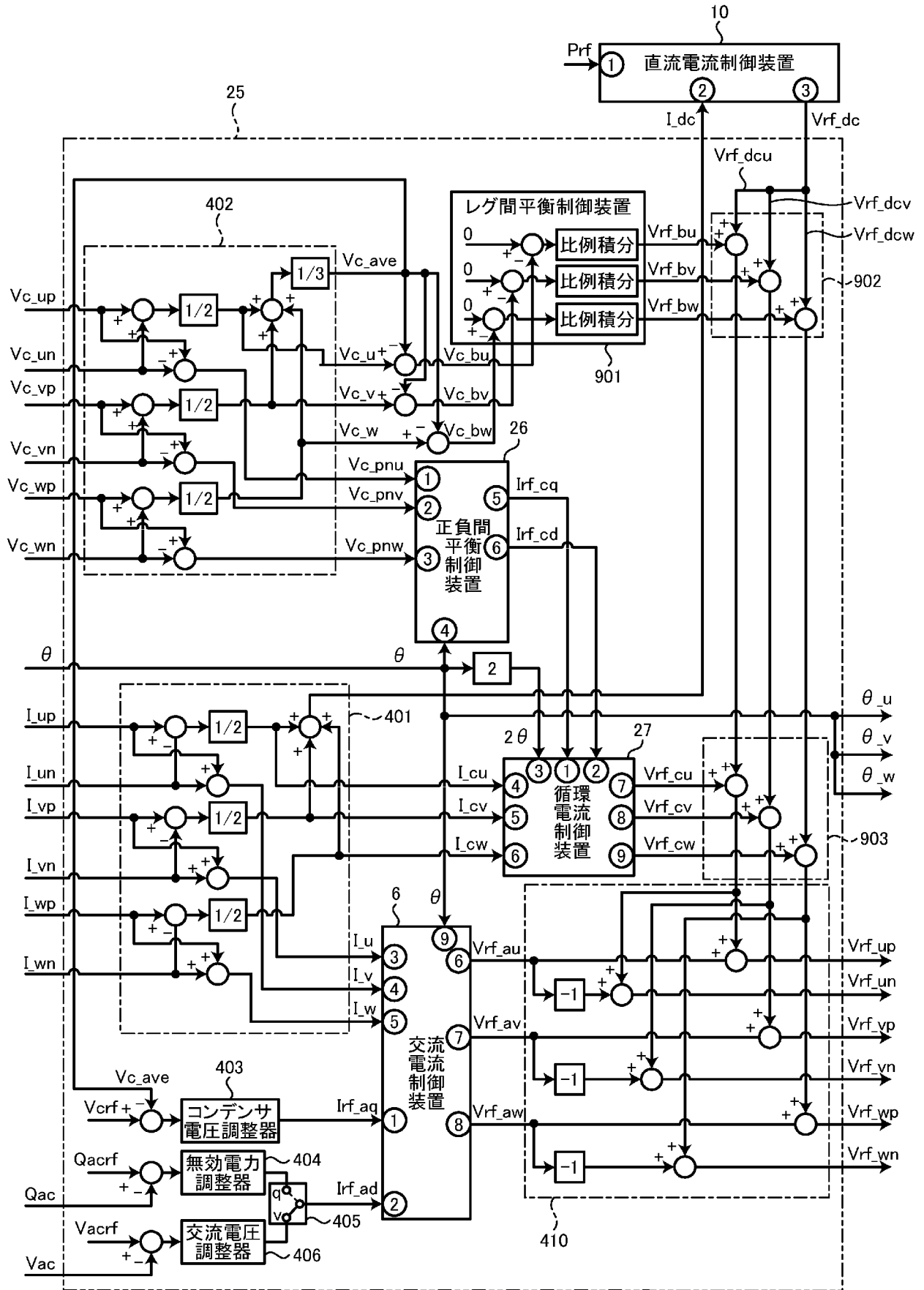


[図22]

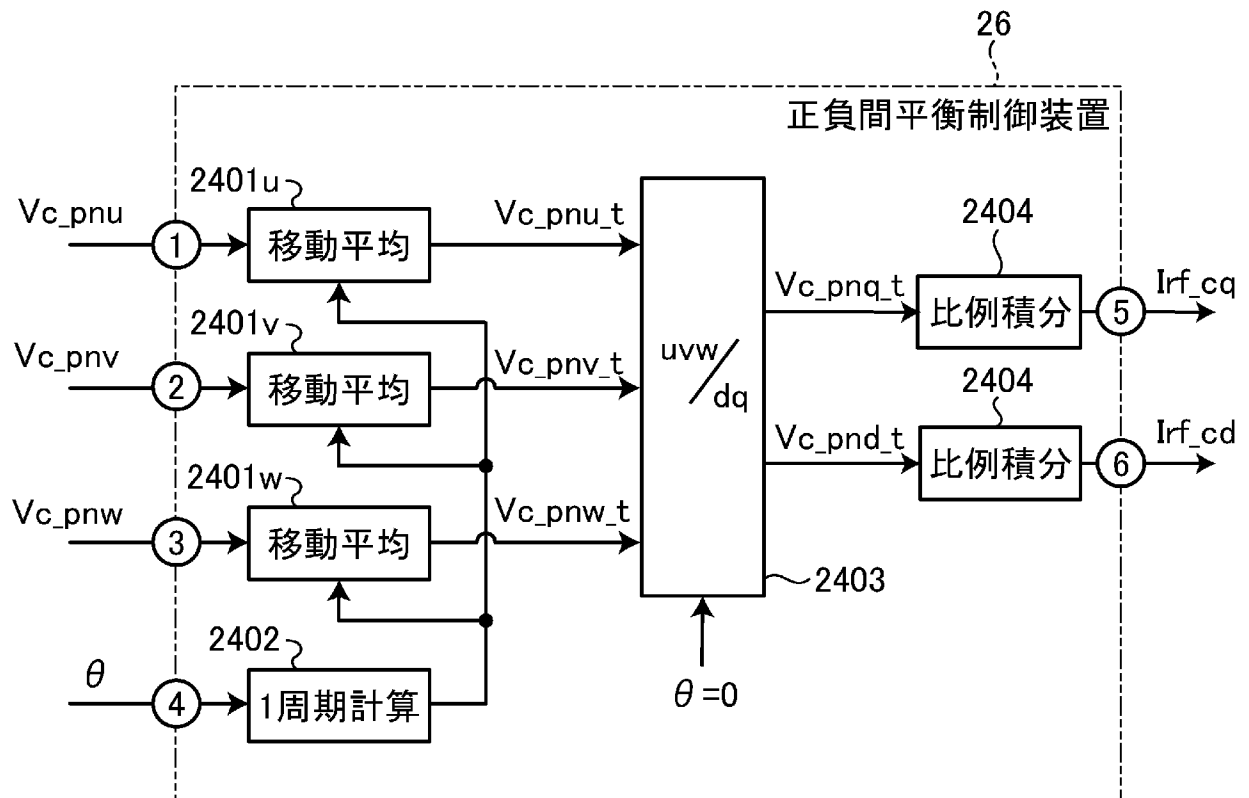
コンデンサ電圧
アーム内段間不平衡
[pu]



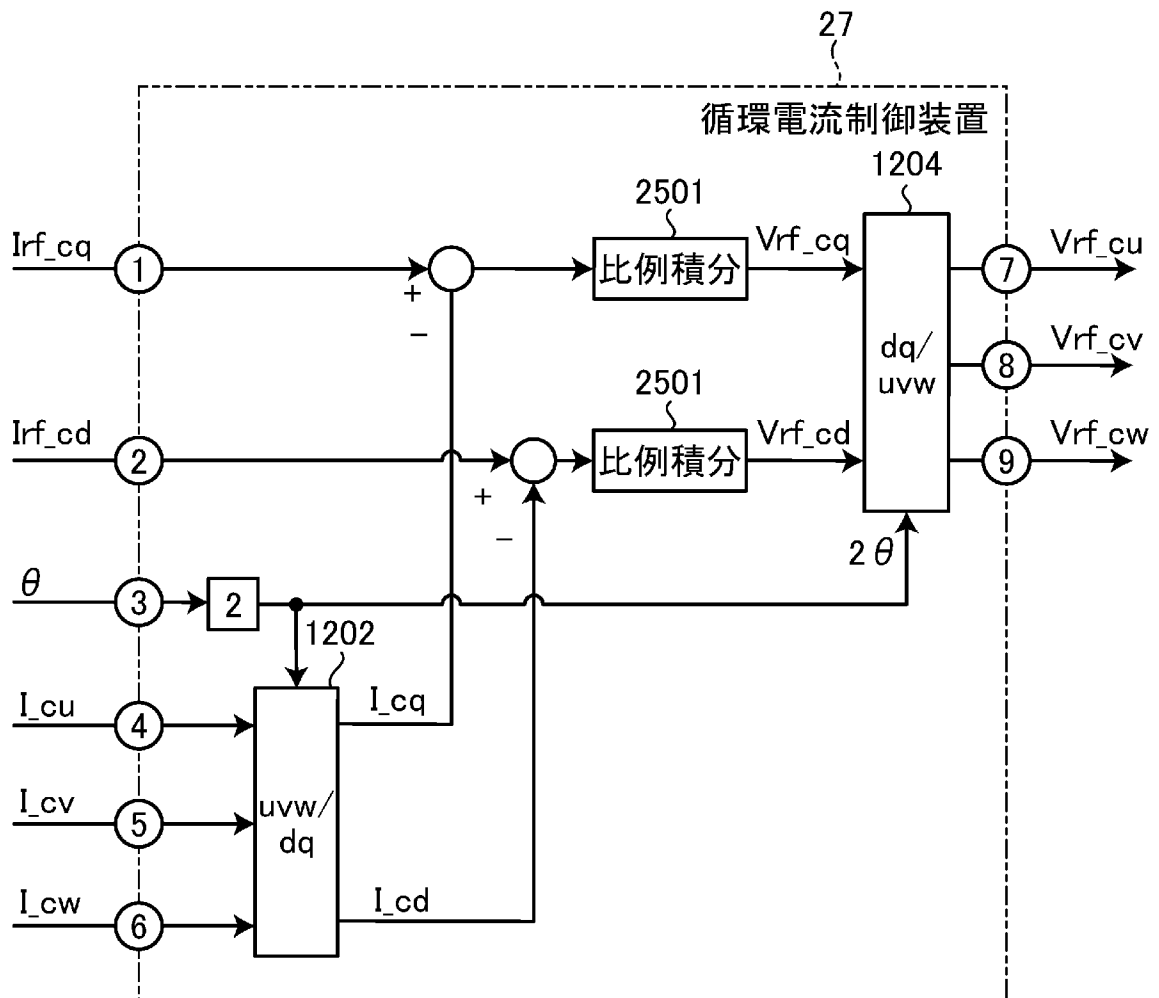
[図23]



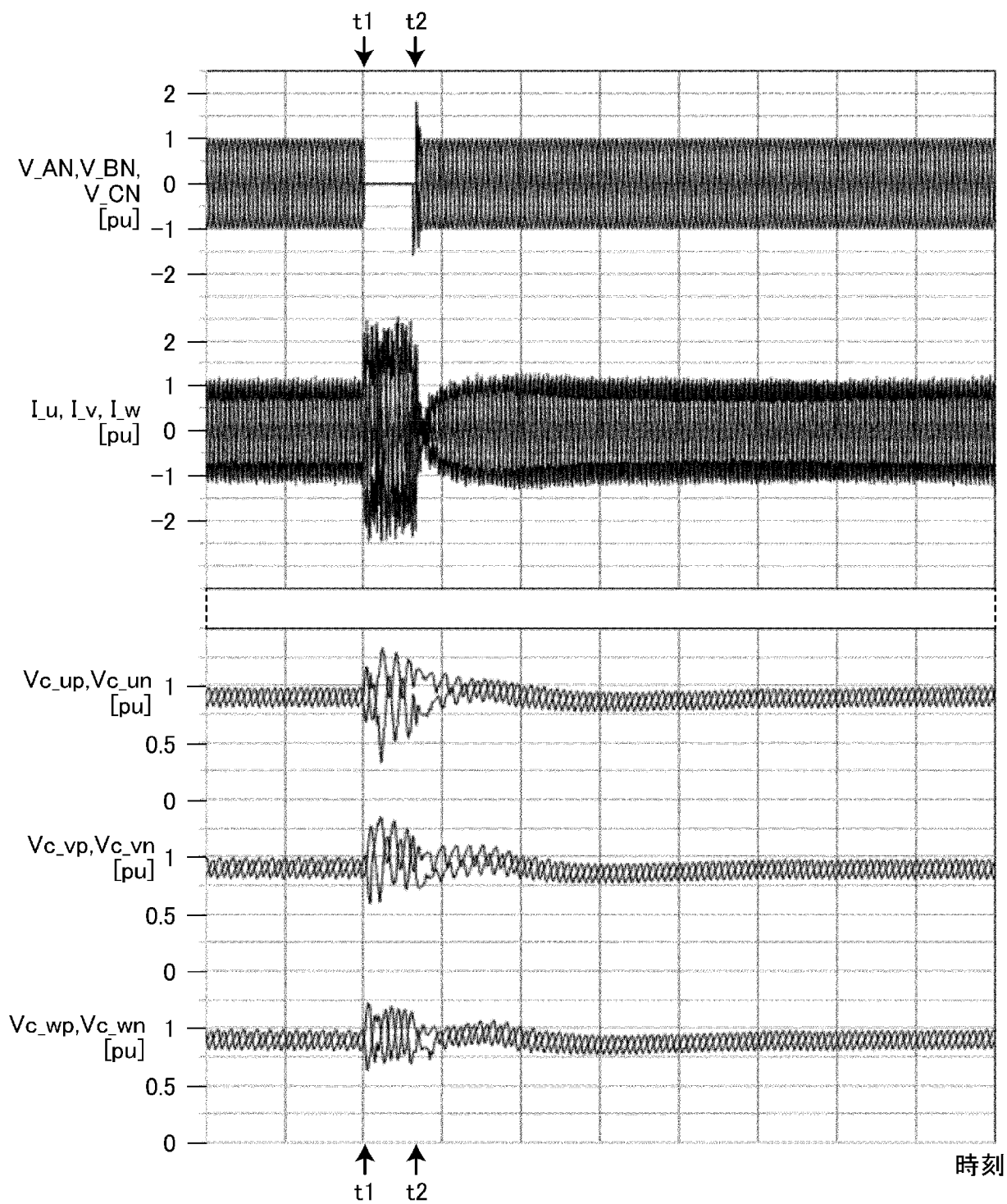
[図24]



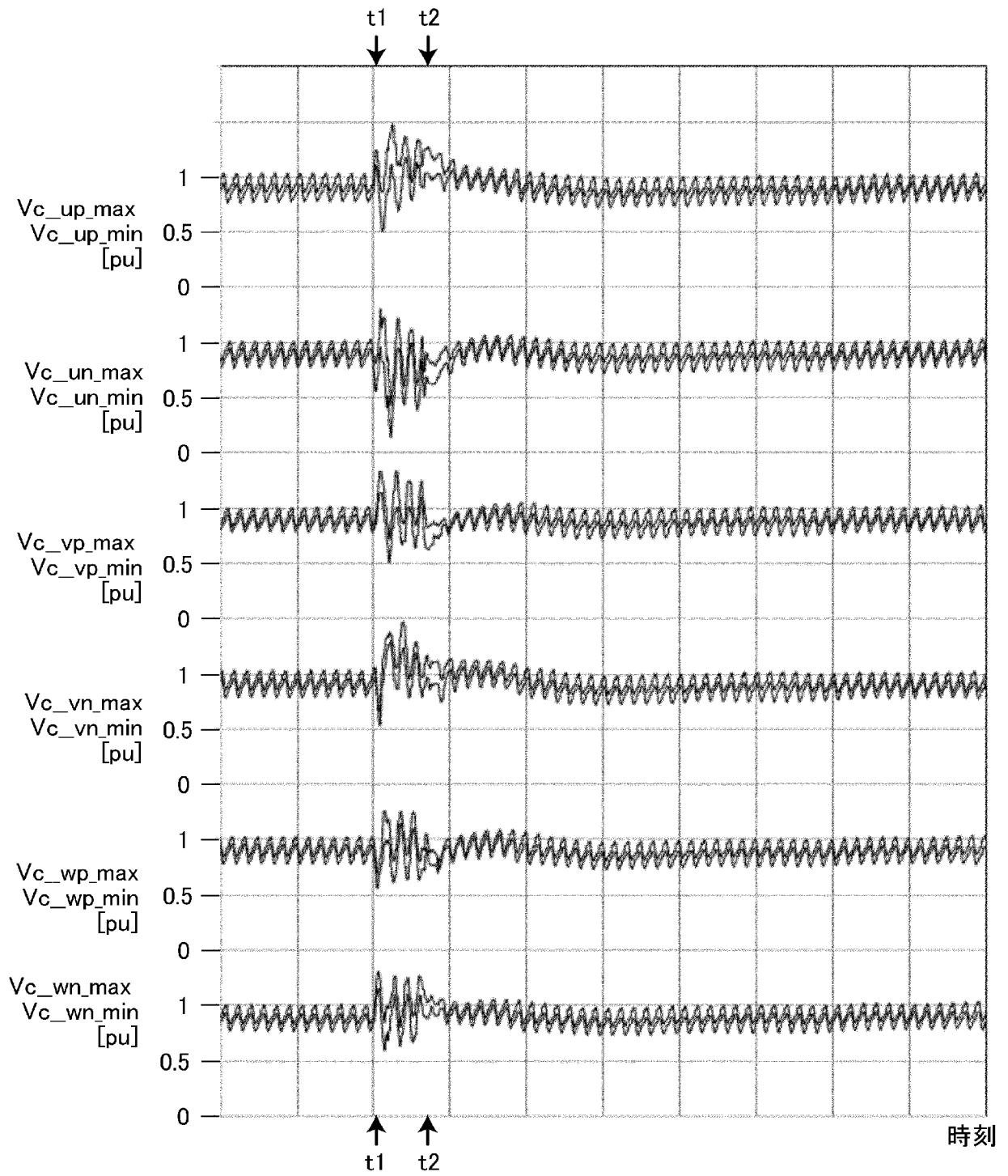
[圖25]



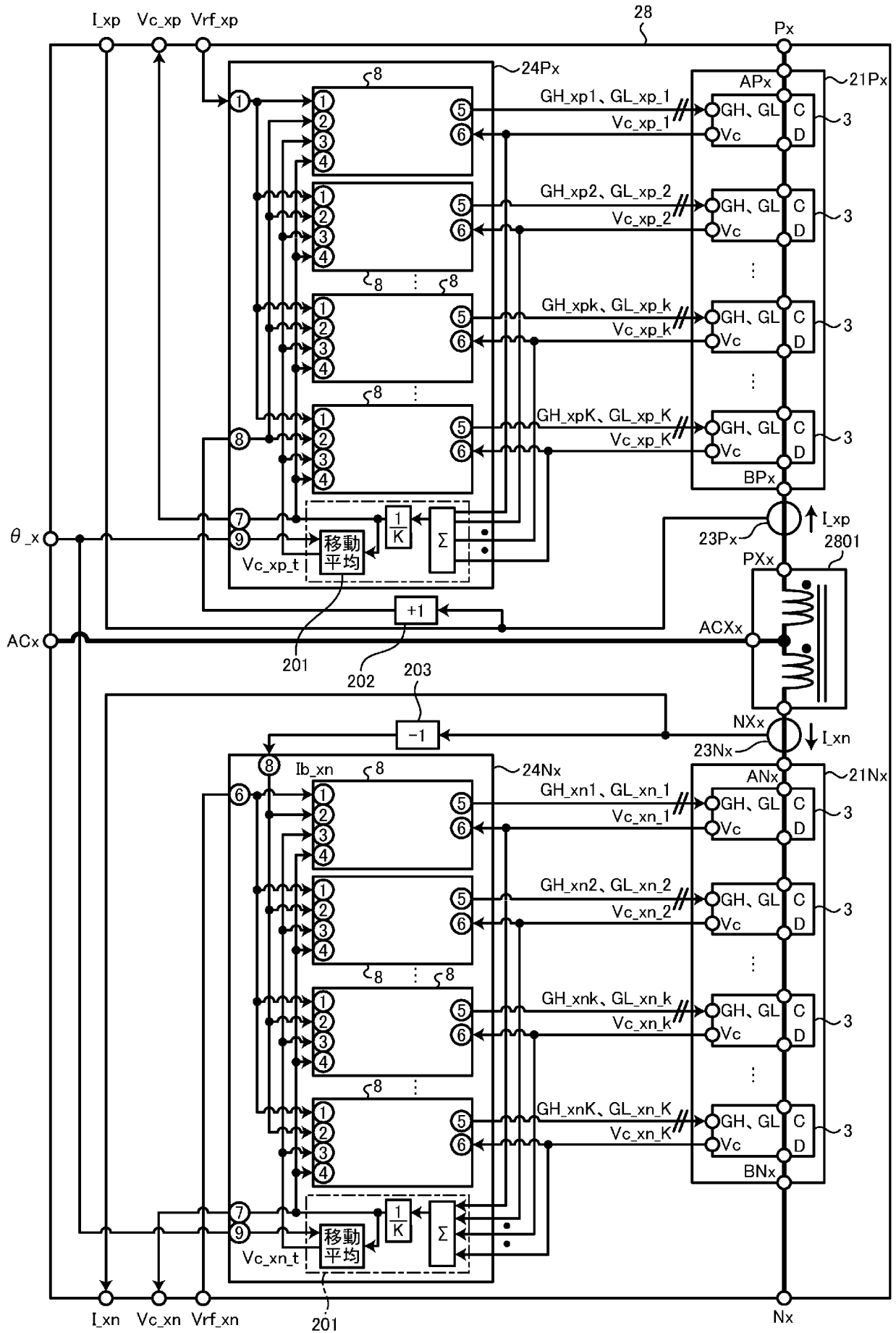
[図26]



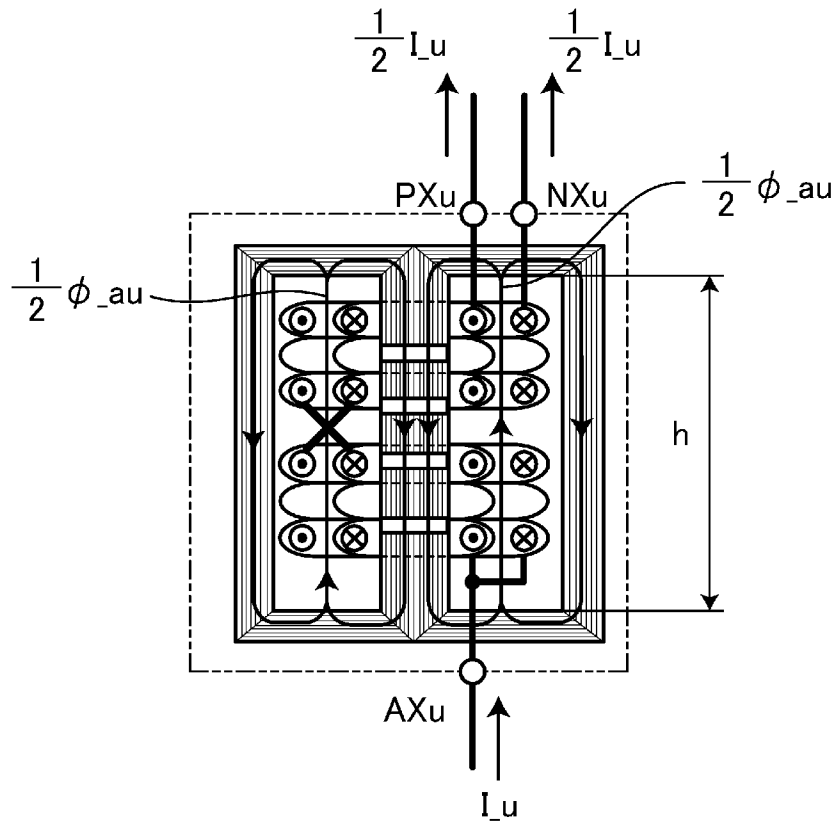
[図27]



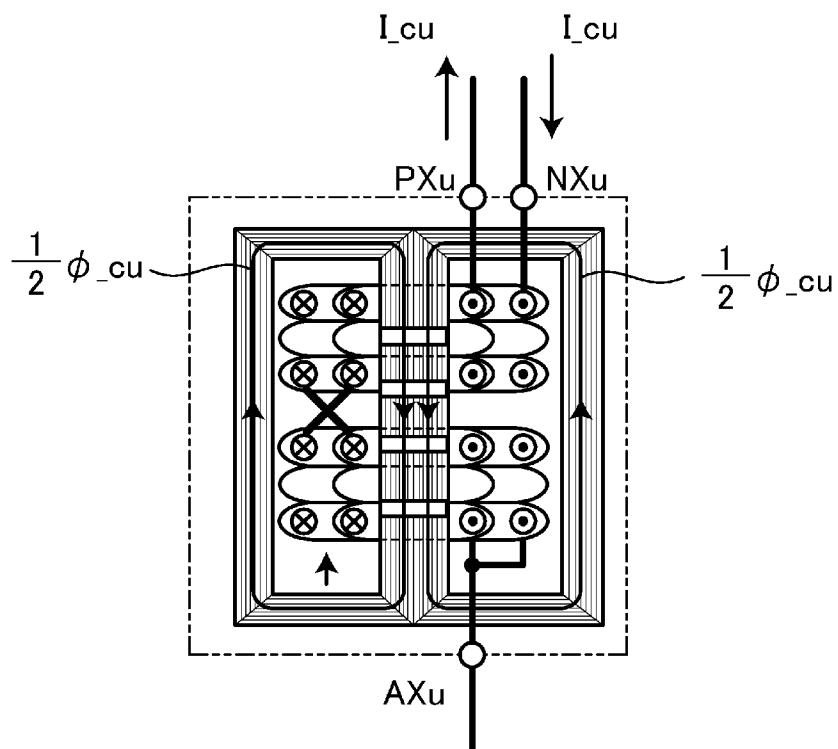
[図28]



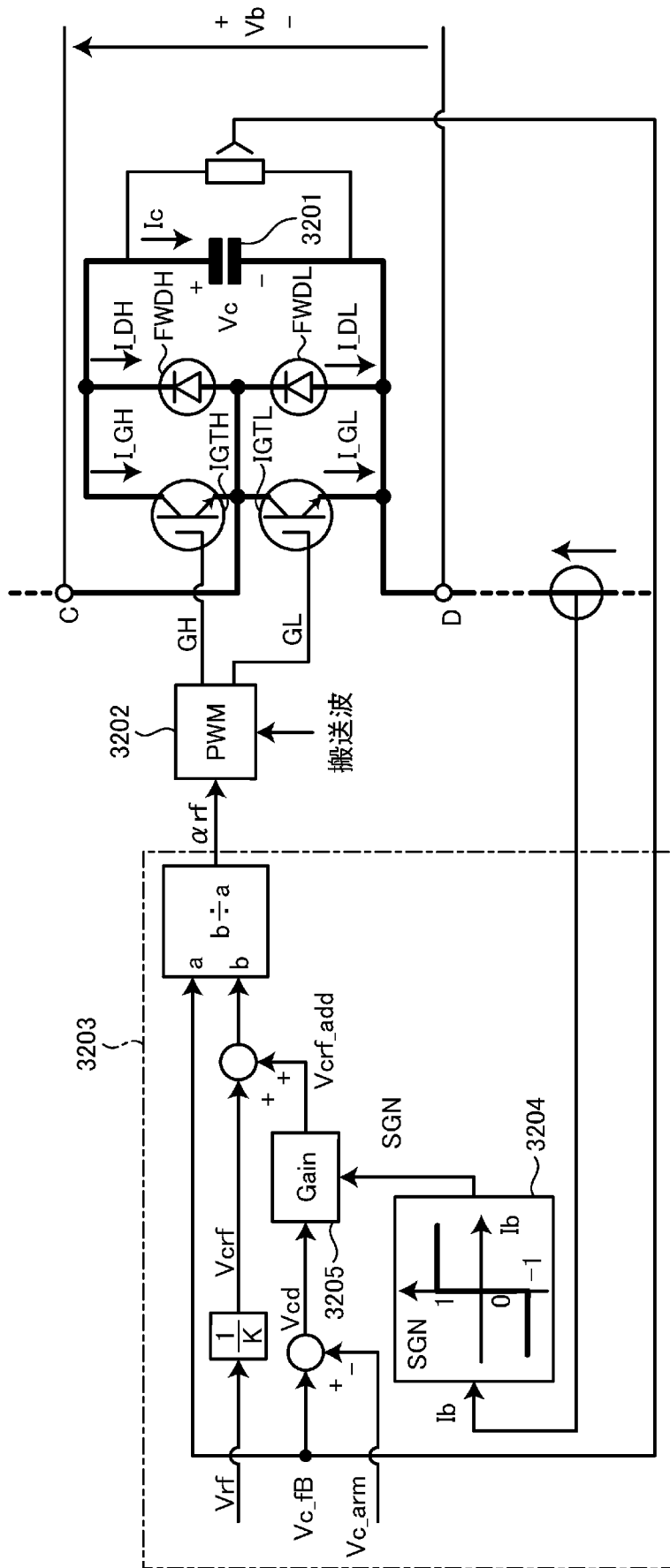
[図29A]



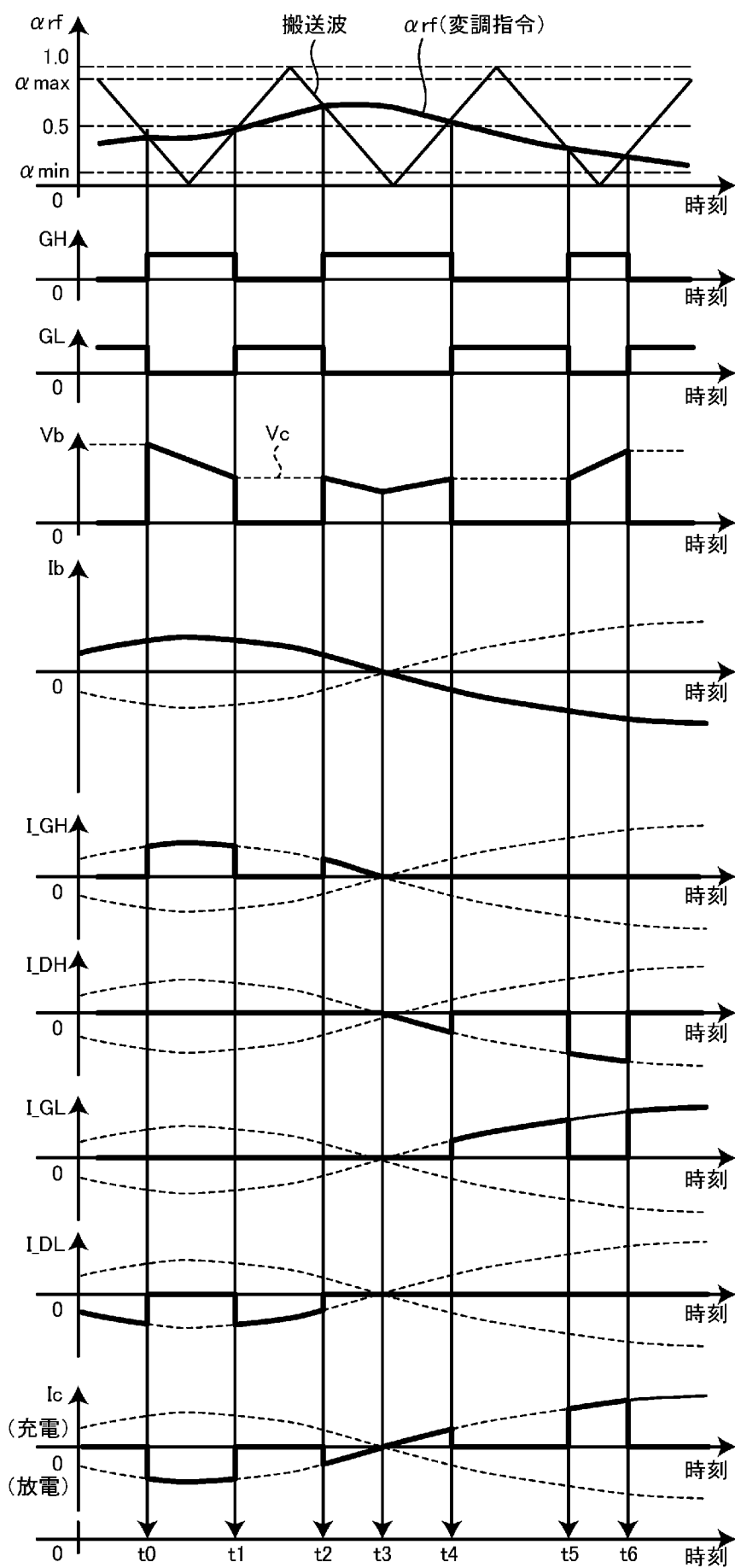
[図29B]



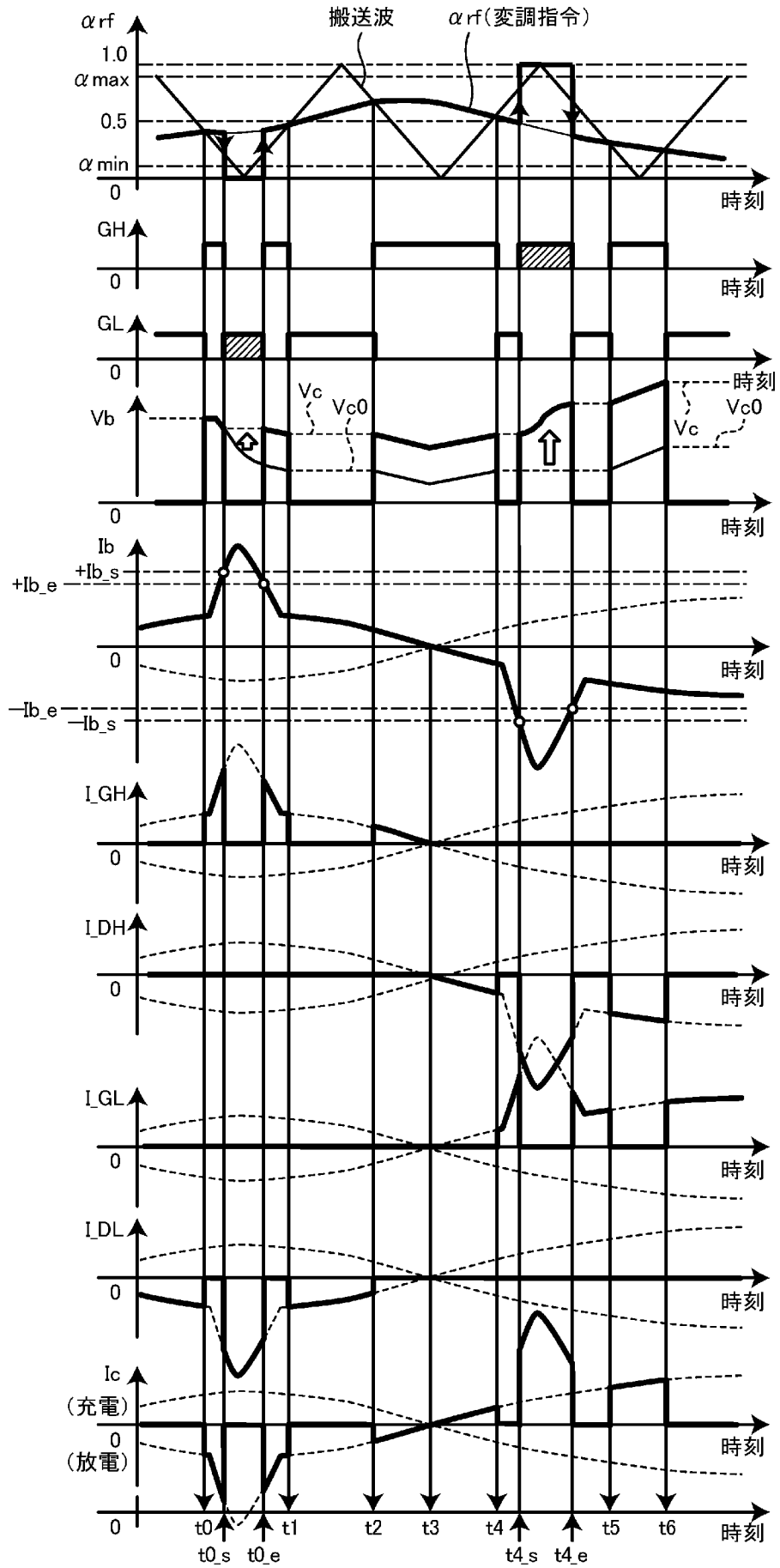
[図30]



[図31]



[圖32]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2023/001587

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER		
<i>H02M 7/49</i> (2007.01)i FI: H02M7/49		
According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC		
B. FIELDS SEARCHED		
Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols) H02M7/49		
Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched Published examined utility model applications of Japan 1922-1996 Published unexamined utility model applications of Japan 1971-2023 Registered utility model specifications of Japan 1996-2023 Published registered utility model applications of Japan 1994-2023		
Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)		
C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	WO 2022/059211 A1 (HITACHI MITSUBISHI HYDRO CORPORATION) 24 March 2022 (2022-03-24) entire text, all drawings	1-3
A	WO 2021/182460 A1 (HITACHI, LTD.) 16 September 2021 (2021-09-16) entire text, all drawings	1-3
A	WO 2018/211624 A1 (MITSUBISHI ELECTRIC CORPORATION) 22 November 2018 (2018-11-22) entire text, all drawings	1-3
A	WO 2015/178376 A1 (MITSUBISHI ELECTRIC CORPORATION) 26 November 2015 (2015-11-26) entire text, all drawings	1-3
<input type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of Box C. <input checked="" type="checkbox"/> See patent family annex.		
<p>* Special categories of cited documents:</p> <p>“A” document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance</p> <p>“E” earlier application or patent but published on or after the international filing date</p> <p>“L” document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)</p> <p>“O” document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means</p> <p>“P” document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed</p> <p>“T” later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention</p> <p>“X” document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone</p> <p>“Y” document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art</p> <p>“&” document member of the same patent family</p>		
Date of the actual completion of the international search 27 February 2023		Date of mailing of the international search report 07 March 2023
Name and mailing address of the ISA/JP Japan Patent Office (ISA/JP) 3-4-3 Kasumigaseki, Chiyoda-ku, Tokyo 100-8915 Japan		Authorized officer Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT
Information on patent family members

International application No.

PCT/JP2023/001587

Patent document cited in search report			Publication date (day/month/year)	Patent family member(s)	Publication date (day/month/year)
WO	2022/059211	A1	24 March 2022	(Family: none)	
WO	2021/182460	A1	16 September 2021	JP	2021-145436 A
WO	2018/211624	A1	22 November 2018	US	2020/0161960 A1
				EP	3627684 A1
WO	2015/178376	A1	26 November 2015	US	2017/0047860 A1
				EP	3148067 A1

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（IPC）） H02M 7/49(2007.01)i FI: H02M7/49		
B. 調査を行った分野 調査を行った最小限資料（国際特許分類（IPC）） H02M7/49 最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの 日本国実用新案公報 1922-1996年 日本国公開実用新案公報 1971-2023年 日本国実用新案登録公報 1996-2023年 日本国登録実用新案公報 1994-2023年		
国際調査で使用した電子データベース（データベースの名称、調査に使用した用語）		
C. 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求項の番号
A	WO 2022/059211 A1（日立三菱水力株式会社）24.03.2022（2022-03-24） 全文、全図	1-3
A	WO 2021/182460 A1（株式会社日立製作所）16.09.2021（2021-09-16） 全文、全図	1-3
A	WO 2018/211624 A1（三菱電機株式会社）22.11.2018（2018-11-22） 全文、全図	1-3
A	WO 2015/178376 A1（三菱電機株式会社）26.11.2015（2015-11-26） 全文、全図	1-3
<input type="checkbox"/> C欄の続きにも文献が列挙されている。 <input checked="" type="checkbox"/> パテントファミリーに関する別紙を参照。		
* 引用文献のカテゴリー “A” 特に関連のある文献ではなく、一般的な技術水準を示すもの “E” 国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの “L” 優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献（理由を付す） “O” 口頭による開示、使用、展示等に言及する文献 “P” 国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願の日の後に公表された文献 “T” 国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と抵触するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの “X” 特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの “Y” 特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの “&” 同一パテントファミリー文献		
国際調査を完了した日	27.02.2023	国際調査報告の発送日 07.03.2023
名称及びあて先 日本国特許庁(ISA/JP) 〒100-8915 日本国 東京都千代田区霞が関三丁目4番3号	権限のある職員（特許庁審査官） 栗栖 正和 5G 3987 電話番号 03-3581-1101 内線 3526	

国際調査報告
 パテントファミリーに関する情報

国際出願番号
 PCT/JP2023/001587

引用文献	公表日	パテントファミリー文献	公表日
WO 2022/059211 A1	24.03.2022	(ファミリーなし)	
WO 2021/182460 A1	16.09.2021	JP 2021-145436 A	
WO 2018/211624 A1	22.11.2018	US 2020/0161960 A1 EP 3627684 A1	
WO 2015/178376 A1	26.11.2015	US 2017/0047860 A1 EP 3148067 A1	